

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.13>

УДК: 621.396.67

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОЙ СПИРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ

А.В. Колесников¹, Д.В. Федосов¹, А.В. Николаев^{2,3}

¹ КВ-СВЯЗЬ

644012, Омск, пр. Академика Королева, 32

² Московский технический университет связи и информатики
111024, Москва, ул. Авиамоторная, д.8а

³ Институт прикладной геофизики им. акад. Е.К. Федорова
129128, Москва, ул. Ростокинская, 9

Статья поступила в редакцию 26 мая 2022 г.

Аннотация. В настоящее время актуальным направлением исследований является разработка методов и средств передачи данных сквозь поглощающие среды и экранирующие препятствия для организации беспроводной связи и дистанционного управления технологическим оборудованием и промышленными роботами, в том числе в горнодобывающей отрасли. Как показали экспериментальные исследования в горных выработках перспективными оказались радиосистемы с качественно настроенными резонансными антеннами от сотен кГц до единиц МГц с узкой рабочей полосой частот, подходящей для передачи низкоскоростных сигналов. В настоящей статье рассмотрена модель резонансной спиральной электрически малой антенны (ЭМА) с электрическим размером 0,025. Представлена эквивалентная схема данной антенны с использованием аналитического описания ее составляющих. Приведены результаты полноволнового конечноэлементного анализа спиральной ЭМА с использованием граничных условий конечной проводимости. Построены графики, поясняющие резонансный рост КПД антенны. Полученные значения КПД спиральной ЭМА являются достаточными

для создания средств передачи данных сквозь поглощающие среды и неидеально экранирующие препятствия.

Ключевые слова: электрически малые антенны, спиральные антенны, коэффициент полезного действия, подземная связь, опасная зона

Автор для переписки: Колесников Андрей Викторович,
kolesnikov.radio@yandex.ru

Введение

В настоящее время актуальным направлением развития теории и практики применения электрически малых антенн (ЭМА) [1-6] являются переносные и стационарные компактные антенны диапазона средних (СВ) и коротких (КВ) волн [3, 7-8]. Данное оборудование востребовано в аварийных случаях, когда проводные каналы передачи данных, использующие классические способы электросвязи и современные волоконно-оптические линии связи, выведены из строя.

Высокая потребность в таких ЭМА, в комплексе с малогабаритными современными радиостанциями, возникает при организации каналов связи в рукотворных сооружениях подземного типа (метро, рудники, шахты, продольные и поперечные штольни) [9-11]. Кроме того, такие радиосистемы могут быть использованы в стационарных и мобильных пунктах связи и коллективного спасения персонала горнодобывающей отрасли.

Приемлемые габариты переносной радиосистемы (до 1,5 м) и достаточно высокая эффективность передачи информации сквозь не прозрачные среды позволяют ее применять для дистанционного управления технологическим оборудованием и промышленными роботами в опасных зонах удаленных или не полностью экранированных сооружений. В последнем случае приемлемые габариты могут составлять менее 0,5 м.

Диапазон УКВ по сравнению с СВ и КВ имеет существенные ограничения на возможность работы в сложной электромагнитной обстановке (при

многократных отражениях волны), а также – не позволяет связываться сквозь не радиопрозрачные среды, создавая при этом множество зон радиомолчания.

Работа сквозь поглощающие препятствия и неидеально экранирующие конструкции возможна на частотах от сотен кГц до единиц МГц. На этих частотах электрические размеры антенн с приемлемыми для работы в ограниченных условиях эксплуатации габаритами имеют очень низкие значения, а их КПД гораздо меньше 1. В таблице 1 приведены электрические размеры $k_0 \cdot a$ ЭМА для различных частот и габаритов. При столь малых электрических размерах данных антенн проблема их низкой эффективности выходит на первое место.

Таблица 1. Электрические размеры антенны $k_0 \cdot a$ различных габаритов в диапазоне СВ и нижней части КВ

Максимальные габариты $2 \cdot a$, м	Частота		
	1000 кГц	5000 кГц	10000 кГц
1	0,011	0,052	0,105
0,5	0,005	0,026	0,052
0,25	0,0026	0,013	0,026

Результаты экспериментальных исследований авторов показывают [11], что для разрешения указанной проблемы перспективным антенным решением для подземных радиосистем являются спиральные резонансные антенны, изготовленные по патенту [12]. При изготовлении образцов спиральных антенн важно понимать физические процессы в ней, позволяющие моделировать частотные характеристики. Резонансная ЭМА представляет собой систему с потерями, физическая природа которых индивидуальна для каждой конструкции: диссипативные потери в токоведущих излучающих элементах, в диэлектрических частях каркаса, в элементах настройки, потери на излучение и т.д. Работа резонансных спиральных ЭМА как элементов радиооборудования связана с качеством ее согласования с приемным и передающим трактами. Составные части антенны могут быть представлены индуктивными, емкостными или резистивными элементами электрической цепи. Согласующие элементы,

совместно с составными частями антенны могут быть проанализированы методом эквивалентных контуров [13-16]. Построение эквивалентной схемы производится на основе предполагаемых значений емкостей, индуктивностей и сопротивлений элементов антенны. При известных значениях эквивалентных элементов полученных электрических контуров, могут быть рассчитаны необходимые входные характеристики: активное и реактивное сопротивления, коэффициент отражения. При корректном выборе элементов эквивалентной схемы могут быть получены очень близкие к измеренным характеристики.

В данной работе приведена и проанализирована эквивалентная схема резонансной спиральной ЭМА, приведены частотные характеристики опытного образца, приведен аналитический расчет КПД и его сравнение со значениями, полученными с помощью численного моделирования в программе конечноэлементного анализа.

1. Описание спиральной ЭМА

На рисунке 1 приведено изображение спиральной ЭМА. Антенна представляет собой однозаходную спираль, возбуждаемую первичной катушкой, расположенной на расстоянии h от спирали. В общем случае, спираль может иметь несколько слоев с последовательной укладкой витков от центра к периферии. Резонансную рабочую частоту антенны определяет длина спирали, на которую укладывается половина длины волны первой гармоники, а согласование с нужным выходным сопротивлением обеспечивается за счет выбора оптимального соотношения размеров первичной катушки и ее расположение относительно вторичной. В антенне на частоте первого параллельного резонанса образуется область максимального тока (1 на рисунке 1-б) и области максимального потенциала (2 и 3 на рисунке 1-б). Таким образом, отличительной особенностью от классических ЭМА электрического и магнитного типов является ее распределенное согласование без дополнительной согласующей реактивности. Настройка антенны может осуществляться внесением реактивного контура в область минимального потенциала

(рисунок 1-б). Рассматриваемые в статье ЭМА согласуются на сопротивление 50 Ом.

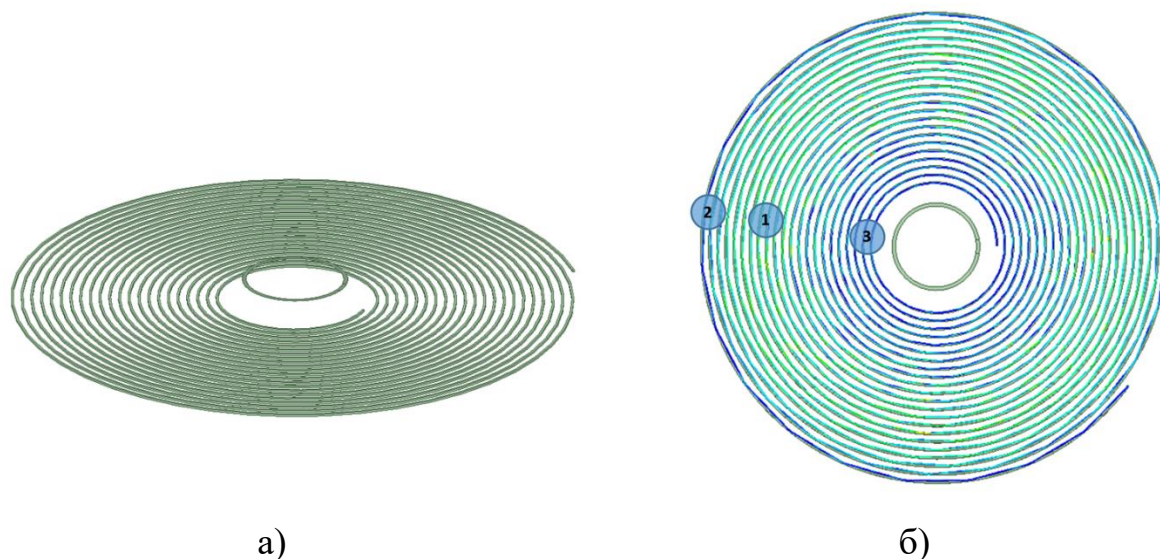


Рис. 1. 3D-модель спиральной ЭМА (а) и распределение тока (б):
 (1) – область максимального тока в антенне (минимального потенциала),
 (2) и (3) – области минимального тока в антенне (максимального потенциала)

На рисунке 2 приведены измеренные зависимости импеданса для антенны с параметрами, приведенными в таблице 2, пунктиром – отдельно частотная зависимость кабеля с первичной катушкой.

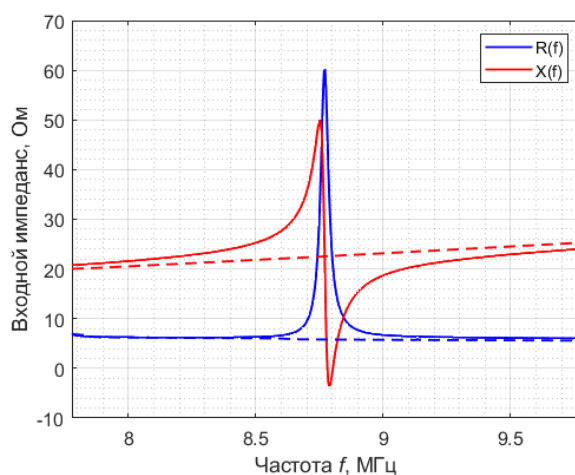


Рис. 2. Зависимости импеданса спиральной антенны, полученные экспериментально

Таблица 2. Параметры макета антенны на диапазон 9 МГц

Число витков N	21
Длина провода l , м	10
Внешний диаметр D_{max} , мм	270
Внутренний диаметр D_{min} , мм	72
Число витков первичной катушки N_0	1
Диаметр первичной катушки D_0 , мм	67
Частота резонанса f_p , МГц	8,781
Ширина полосы по КСВ = 2, кГц	25,6
Добротность по коэффициенту отражения по мощности $ K_U(f) ^2 = 0,5$ (КСВ = 5,825)	114
Электрические размеры $k_0 \cdot a$	0,025

Резонансная частота вычисляется по выражению

$$f_{рез} = c / \lambda_{рез} . \quad (1)$$

На первой гармонике при $l = 0.5\lambda$ и с учетом коэффициента укорочения K_S из-за эффекта близости

$$f_{рез} = K_S c / (2l), \quad (2)$$

где длина спирали l_φ при $\varphi = 2\pi s$, где номер витка $s \in [0, N]$, N – количество витков, вычисляется как [17]

$$l_\varphi = \frac{a}{4\pi} \left[2\pi s \sqrt{1 + (2\pi s)^2} + \ln \left(2\pi s + \sqrt{1 + (2\pi s)^2} \right) \right]. \quad (3)$$

Общая длина спирали находится из условия $s = N$.

Эмпирически установлено, что для однослойной катушки с изоляцией из ПЭВД $K_S = 0.6 \div 0.9$, в зависимости от межвиткового расстояния, диаметра провода и аксиальной толщины заполняющего диэлектрика.

2. Эквивалентная схема спиральной ЭМА

Эквивалентная схема спиральной антенны приведена на рисунке 3. Для определения параметров эквивалентных схем может быть использована литература [18-22].

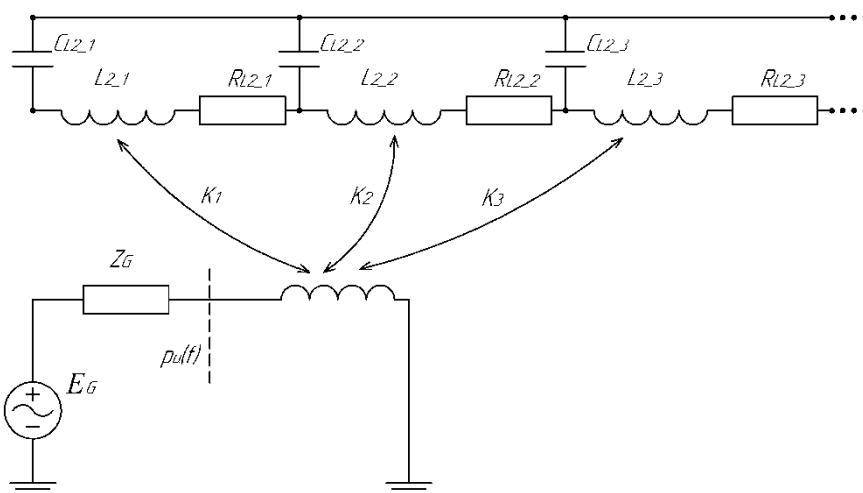


Рис. 3. Эквивалентная схема спиральной антенны

Индуктивность для n -го контура может быть определена через индуктивность кругового витка со средним радиусом r_n и диаметром провода d_{II} по формуле [18]:

$$L_n = \mu_0 \int_0^\pi \frac{(r_n + d_{II}/2) r_n \cos \varphi d\varphi}{\left[(r_n + d_{II}/2)^2 + r_n^2 - 2r_n (r_n + d_{II}/2) \cos \varphi \right]^{0.5}}. \quad (4)$$

Взаимная индуктивность двух контуров с радиусами r_n и r_k расположенных на расстоянии h соосно определяется как [18]:

$$M_{nk} = \mu_0 \int_0^\pi \frac{r_n r_k \cos \varphi d\varphi}{\left[h^2 + r_k^2 + r_n^2 - 2r_n r_k \cos \varphi \right]^{0.5}}. \quad (5)$$

Межвитковая емкость для n -го контура может быть определена через взаимный потенциальный коэффициент [21; 22] соответствующих витков со средними радиусами r_n и $r_k = r_n + a$, при $a \ll r_n, r_k \approx r_n$:

$$c_n = \frac{1}{P_n} = \frac{\pi^2 \varepsilon_r \varepsilon_0 r_n}{\ln(8r_n / d_{II})}. \quad (6)$$

Выражения в [21; 22], в том числе (6), получены методом Хоу из допущения о равномерности распределения заряда на поверхности тела, что приемлемо при длине каждого витка спирали менее $\lambda_0/6$.

Сопротивление n -го контура определяется как сумма сопротивления переменному току R_{Ln} и сопротивления излучения R_{Rn} :

$$R_n = R_{Ln} + R_{Rn} . \quad (7)$$

Для провода с электропроводностью σ_k сопротивление переменному току с учетом эффекта близости можно определить аналогично формуле для многовитковой рамочной антенны [23; 24]:

$$R_{Ln} = \frac{2r_n R_S}{d_{II}} \left(\frac{R_S}{R_0} + 1 \right), \quad (8)$$

где поверхностное сопротивление

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_k}}, \quad (9)$$

R_P – омическое сопротивление из-за эффекта близости витков,
 R_0 – сопротивление из-за скин-эффекта на единицу длины:

$$R_0 = \frac{NR_S}{\pi d_{II}}, \text{ Ом/м.} \quad (10)$$

Для случая большого межвиткового расстояния, $a > 4d_{II}$, формулу (8) можно упростить:

$$R_{Ln} = \frac{2r_n}{d_{II}} \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_k}}. \quad (11)$$

Сопротивление излучения для кругового витка с током [23]:

$$R_{Rn} = Z_0 \frac{\pi}{6} (k_0 r_n)^4, \quad (12)$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства.

Сравнивая выражения (10) и (12), легко убедиться, что R_{Li} для одиночного провода в соответствующих витках на значительно меньше сопротивления излучения R_{Ri} . Для повышения КПД излучения эффективным является использование литцендрата – провода, представляющего собой жгут из одной или нескольких многожильных переплетенных между собой прядей. Жилы в

каждой пряди переплетены так, что каждая имеет спиралевидную намотку вокруг центра жгута. В результате значительно снижается сопротивление переменному току из-за скин-эффекта и эффекта близости. При этом оптимальный диапазон, в котором происходит снижение сопротивления, от 10 кГц до 10 МГц, а отношение сопротивления литцендрата к сопротивлению сплошного провода аналогичного сечения может достигать 2-х порядков [25-27]. Стоит отметить, что с повышением частоты выше указанного диапазона, возникает обратный эффект – рост сопротивления литцендрата переменному току.

В результате расчетов получаются: массив значений взаимных индуктивностей первичной катушки и витков спирали $M_0(k)$, массив значений эквивалентных индуктивностей витков спирали $L(n)$, массив значений эквивалентных емкостей витков спирали $C(n)$, матрица значений омического сопротивления для витков спирали $R_L(n,f)$, матрица значений сопротивления излучения для витков спирали $R_{rad}(n,f)$. Данные значения могут быть использованы как ориентировочные для построения эквивалентной схемы. Эквивалентная схема может быть использована для анализа влияния добавочных реактивных контуров при перестройке антенны по диапазону.

Получаемая эквивалентная схема может быть рассчитана методами электротехники, и с минимальными вычислительными затратами моделируется в современных САПР, в которых реализованы и элементы взаимной индуктивной связи. Например, в NI AWR реализованы элементы K и INDM, в которых задается значение коэффициента связи k и взаимной индуктивности M , соответственно.

На рисунке 4 приведены зависимости импеданса, полученные в результате моделирования эквивалентной схемы ЭМА.

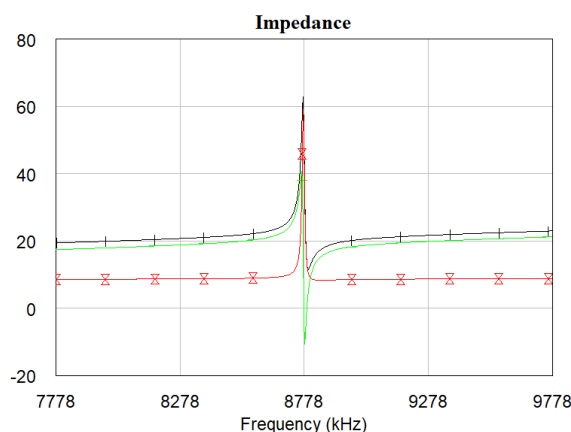


Рис. 4. Зависимости импеданса спиральной антенны, полученные в результате моделирования эквивалентной схемы

3. Полноволновой расчет

Наиболее точными на данный момент считаются полноволновые расчеты трехмерных моделей антенн, которые могут быть выполнены в таких программных комплексах как Comsol Multiphysics, CST Studio Suite, Ansys Electromagnetics и др. [28] На рисунках 5-а и 5-б приведены результаты конечноэлементного моделирования спиральных антенн, настроенных на частоту около 8,8 МГц, где для задания проводников было использовано граничное условие конечной проводимости с $\sigma_k = 59 \times 10^6$ См/м, соответствующее проводимости меди (рисунок 5-а) и $\sigma_k = 590 \times 10^6$ См/м (рисунок 5-б), условно соответствующее проводимости многожильного литцендрата. Вопрос моделирования высокочастотной проводимости литцендрата не входит в рамки настоящей статьи, и является отдельной научной проблемой [25-27]. На верхних графиках на рисунках 5-а и 5-б приведены зависимости активного, реактивного и полного сопротивления в области резонанса, ниже – зависимости КСВ, на нижних графиках – зависимости КПД излучения в области резонанса, рассчитанного с учетом согласования следующим образом:

$$КПД = \frac{P_R}{P_{INC}}, \quad (13)$$

где P_R – излученная мощность, P_{INC} – подведенная мощность.

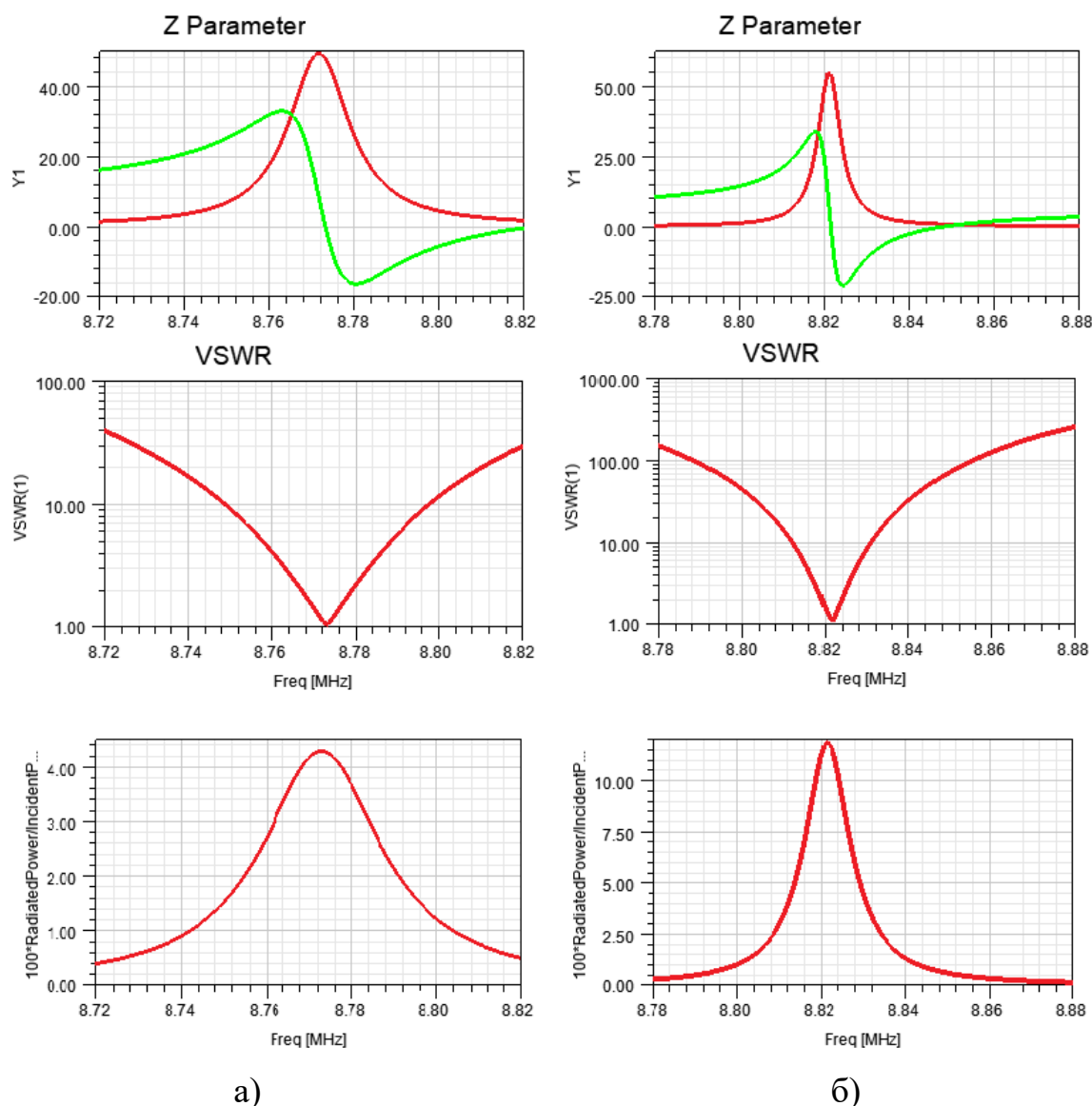


Рис. 5. Характеристики моделей спиральных ЭМА с $\sigma_k = 59 \times 10^6$ См/м (а) и $\sigma_k = 590 \times 10^6$ См/м (б): активное и реактивное сопротивление, КСВ, КПД

Заметно предсказуемое антенной теорией [2-6] увеличение значений КПД, сопровождаемое сужением резонансной полосы из-за повышения добротности потерь при использовании граничных условий с большей проводимостью. Максимум КПД на рис. 5-а составляет 4,3%, на рисунке 5-б – 11,9%. Важно отметить, что КПД, определенный по (13), не учитывает потери в реактивной зоне, в этой связи следует выполнять условия эксплуатации (которые подробнее рассмотрены в [29]), не располагая проводящих и поглощающих объектов в непосредственной близости. Таким образом, данные значения можно принимать за ориентировочные, близкие к верхнему пределу реальных ЭМА. Особым случаем является связь антенн за счет эффектов ближнепольной резонансной

индукции, при котором канал передачи формируется за счет эффектов в ближнем поле антенн, а не за счет поля излучения, эффективность передачи значительно возрастает, однако данные вопросы выходят за рамки настоящей статьи.

Заключение

В статье проанализирован эффект резонансного усиления КПД антенны на примере применяемых авторами спиральных антенн, заключающийся в росте КПД и добротности антенны, что соответствует сужению полосы пропускания. Приведены аналитические выражения, которые могут быть использованы для определения значений элементов эквивалентной схемы антенны. На примере антенны с резонансной частотой 8,8 МГц приведены зависимости активного, реактивного и полного сопротивлений, измеренных на макете и полученных в результате расчета эквивалентной схемы. Проведено полноволновое моделирование методом конечных элементов ЭМА с разной проводимостью, настроенных на частоту первого собственного параллельного резонанса 8,8 МГц при электрическом размере $k_0 \cdot a = 0,025$. Получен график изменения значений КПД в области резонанса, наглядно поясняющий механизм резонансного увеличения КПД антенны и причину эффективной работы ЭМА даже при крайне малых электрических размерах.

Особенность данных антенн заключается в достаточно узкой полосе частот, что придает им специфику в применении. Технология изготовления таких спиральных антенн приведена в [30; 31] и воплощена в роботизированном станке, формирующем вторичную катушку в сплошном каркасе из термопластичного диэлектрика по заданным параметрам. Рассмотренные антенны предназначены для организации низкоскоростных каналов связи, телеметрии, передачи иных данных. В изготавливаемой в настоящее время аппаратуре Ferra [10; 11] в диапазонах перестройки от 950 до 1050 кГц и от 1900 до 2000 кГц для голосовой связи использованы сигналы однополосной фазовой модуляции (SSB), а для передачи текстовых сообщений – двоичная фазовая манипуляция (PSK31) со скоростью 31 бит/с. Аппаратура СВ, состоящая

из малогабаритных радиостанций с электрически малыми антеннами, на данный момент в Российской Федерации используется отрядами военизированных горноспасательных частей, обеспечивающих проведение спасательных работ в рудниках и шахтах [10; 11]. Однако, потенциал использования данной аппаратуры значительно шире: это каналы связи, передачи данных с технологического оборудования и дистанционное управление промышленными роботами в опасных для человека зонах с радиационной, химической и биологической активностью.

Литература

1. Слюсар В. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. *Электроника: НТБ*. 2006. №7. С.10-19.
2. Volakis J., Chen Chi-Ch, Fujimoto K. *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill. 2010. 428 p.
3. Hansen R.C. *Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas*. Wiley-Interscience. 2006. 168 p.
4. Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны. Часть 1. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016. №6. С.47-62.
5. Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрически малые антенны. Часть 2. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016. №7. С.17-34.
6. Schab K., Jelinek L., Capek M., Ehrenborg C., et al. Energy stored by radiating systems. *IEEE Access*. 2018. V.6. P.10553-10568. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2807922>
7. Бузов А.Л., Букашкин С.А. *Специальная радиосвязь. Развитие и модернизация оборудования и объектов*. Москва, Радиотехника. 2017. 448 с.
8. Бузов А.Л. Антенно-фидерные устройства специальной радиосвязи ВЧ, ОВЧ и УВЧ диапазонов: проблемы и тенденции. *Электросвязь*. 2013. №12. С.20-26.
9. Корчагин Ю.А., Саломатов В.П., Чернов А.А. *Радиосвязь в проводящих средах*. Новосибирск, Наука. Сиб. отд-ние. 1990. 148 с.

10. Федосов Д.В., Николаев А.В., Колесников А.В., Лапин С.Э., Бабенко А.Г. Обзор способов организации подземной связи и перспективы использования диапазона средних волн в шахтах. *Труды НИИР*. 2022. №1. С.19-36. <https://doi.org/10.34832/NIIR.2022.8.1.003>
11. Федосов Д.В., Колесников А.В., Николаев А.В. Существующие и перспективные антенные решения для связи в подземных горных выработках. *Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции*. 2020. №1-1. С.121-124.
12. Патент РФ №2680674. Федосов Д.В., Колесников А.В., Николаев А.В. *Резонансная спиральная антенна*. Дата заявки: 14.03.2018. Дата публикации: 25.02.2019. URL: https://www1.fips.ru/registers-doc-view/fips_servlet
13. Казанский Л.С. *Теория моделирования антенно-фидерных устройств LC-цепями с потерями, их проектирование и техническая реализация в ВЧ-диапазоне*. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Самарский отраслевой НИИР, Самара. 1998. 378 с.
14. Tang T.G., Tieng Q.M., Gunn M.W. Equivalent Circuit of a Dipole Antenna Using Frequency-Independent Lumped Elements. *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 1993. V.41. №1. P.100-103. <https://doi.org/10.1109/8.210122>
15. Hamid M., Hamid R. Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length. *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 1997. V.45. №11. P.1695-1696. <https://doi.org/10.1109/8.650083>
16. Oh J., Choi J., Dagefu F.T., Sarabandi K. Extremely Small Two-Element Monopole Antenna for HF Band Applications. *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 2013. V.61. №6. P.2991-2999. <https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2249034>
17. Archimedes' Spiral [web]. *Wolfram MathWorld*. Дата обращения: 22.05.2022. URL: <https://mathworld.wolfram.com/ArchimedesSpiral.html>
18. Немцов М.В. *Справочник по расчету параметров катушек индуктивности*. Москва, Энергоатомиздат. 1989. 92 с.

19. Гликман И.Я., Русин Ю.С. *Расчет характеристик элементов цепей радиоэлектронной аппаратуры*. Москва, Советское радио. 1976. 160 с.
20. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. *Расчет индуктивностей: Справочная книга*. Ленинград, Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. 1986. 488 с.
21. Иоссель Ю.Я., Качанов Э.С., Струнский М.Г. *Расчет электрической емкости*. Ленинград, Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. 1981. 288 с.
22. Муравьев Ю.К. *Справочник по расчету проволочных антенн*. Ленинград, ВАС. 1978. 392 с.
23. Balanis C.A. *Antenna theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc. 2016. 1095 p.
24. Smith G.S. Radiation efficiency of electrically small multiturn loop antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1972. V.AP-20. №5. P.656-657. <https://doi.org/10.1109/TAP.1972.1140293>
25. Bartoli M., Noferi N., Reatti A., Kazimierczuk M.K. Modeling litz-wire winding losses in high-frequency power inductors. *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1996. P.1690-1696. <https://doi.org/10.1109/PESC.1996.548808>
26. Wojda R.P., Kazimierczuk M.K. Winding resistance of litz-wire and multi-strand inductors. *IET Power electronics*. 2012. V.5. №2. P.257-268. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2010.0359>
27. Robkopf A., Bar E., Joffe Ch., Bonse C. Calculation of power losses in litz wire systems by coupling FEM and PEEC method. *IEEE Transactions on power electronics*. 2016. V.31. №9. P.6442-6449. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2499793>
28. Чебышев В. В. *Основы проектирования антенных систем*. Москва, Горячая линия-Телеком. 2018. 150 с.
29. Колесников А.В. Эксплуатационные особенности малогабаритных антенных устройств СВ диапазона в рудниках и шахтах. *Труды НИИР*. 2021. №4. С.49-60. <https://doi.org/10.34832/NIIR.2021.7.4.006>

30. Патент РФ №2758986. Федосов Д.В., Колесников А.В., Шевелев О.В., Дмитриев П.В. *Способ изготовления катушки индуктивности*. Дата заявки: 26.10.2020. Дата публикации: 08.11.2021. URL: https://www1.fips.ru/registers-doc-view/fips_servlet
31. Николаев А.В., Федосов Д.В., Шевелев О.В., Колесников А.В., Дмитриев П.В. Аддитивная технология изготовления катушек индуктивности для антенн перспективных радиосистем. *Проблемы машиностроения и автоматизация*. 2022. №1. С.85-90. https://doi.org/10.52261/02346206_2022_1_85

Для цитирования:

Колесников А.В., Федосов Д.В., Николаев А.В. Моделирование резонансной спиральной электрически малой антенны. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.13>