

**В. Е. Пониматкин, С. Г. Шпилева
В. А. Гоглев, Б. И. Каскевич**

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ СДВ- И ДВ-ДИАПАЗОНОВ

76

Работа относится к области радиотехники и посвящена поиску путей усовершенствования передающих антенн СДВ- и ДВ-диапазонов на основе исследования электродинамических свойств с возможностью совершенствования их конструктивных, массо-габаритных и излучающих параметров. Данные диапазоны широко используются для связи с подвижными объектами в зонах с высокой магнитной активностью, а также в морских проливных зонах; для пеленгации излучений при определении местоположения самолета или судна. Результаты работы могут найти практическое применение при решении задач повышения безопасности движения морских и воздушных судов.

This work is related to the field of radio engineering and is devoted to the search for ways to improve the transmission antennas of the SDV- and DV-bands based on the study of electrodynamic properties with the possibility of improving their design, mass-dimensional and radiating parameters. These ranges are widely used for communication with mobile objects in areas with high magnetic activity, as well as in Maritime Strait zones; for direction finding of radiation when determining the location of an aircraft or vessel. The results of the work can find practical application in solving problems of improving the safety of sea and air traffic.

Ключевые слова: передающая антенна, массогабаритные показатели, входное сопротивление, элементарный магнитный излучатель, несимметричный вибратор, компланарные линии.

Keywords: transmitting antenna, mass and size parameters, input resistance, elementary magnet emitter, asymmetric vibrator, coplanar lines.

Диапазоны сверхдлинных (СДВ) и длинных (ДВ) волн охватывают частоты от $f=3$ кГц до $f=300$ кГц ($\lambda=100$ км — $\lambda=1$ км). Радиоволны СДВ- и ДВ-диапазонов распространяются в волноводе, образованным двумя сферическими поверхностями: поверхностью Земли с малой проводимостью и слоем Д или С ионосферы, в зависимости от времени суток. Силовые линии электрического поля распространяемой электромагнитной волны опираются на земную поверхность, что определяет вертикальную поляризацию основного излучения. В связи с этим антенны для данных диапазонов должны создавать вертикальную составляющую излучаемого поля. Соответственно, работа в данных диапазонах осуществляется Г-, Т-образными и зонтичными антеннами, высота которых достигает 300 м в зависимости от излучаемых частот.

Это связано с тем, что наилучшим для их работы является режим собственной длины волны, когда высота антенны l связана с длиной волны λ соотношением $l = \lambda / 4$. Исходя из реальных размеров отноше-



ние длины антенны к длине излучаемой волны составляет сотые и тысячные единицы ($l/\lambda = 0,012 \div 0,008$). Подставляя данные значения в формулу для определения сопротивления излучения $R_{\Sigma} = 1600(l_{\text{Д}}/\lambda)^2$, где $l_{\text{Д}}$ – действующая высота антенны, причем $l_{\text{Д}}/\lambda \ll 1$, видим, что R_{Σ} чересчур мало. Следовательно, и мощность излучения будет низкой [1].

Как следует из рисунка 1, а, эпюра распределения тока I_A вдоль длины плеча несимметричного вибратора l имеет форму треугольника. Наилучшим случаем является четверть-волновое распределение тока, но для этого необходимо иметь высоты антенн от 25 км в СДВ-диапазоне и до 250 м в ДВ-диапазоне. Выполнить данные условия практически невозможно, поэтому реализуют соотношение $l_{\text{Д}}/\lambda \ll 1$. Для увеличения тока в эпюре вертикальной части используют горизонтальную часть в виде Г-образной формы (рис. 1, б).

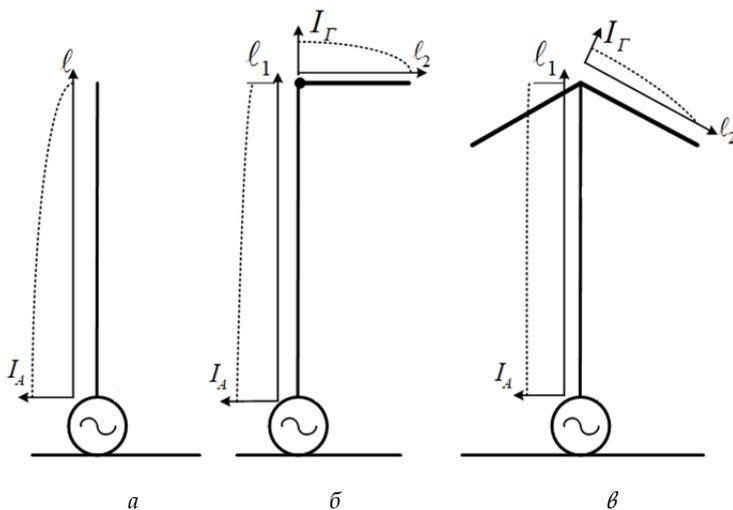


Рис. 1. Эпюры токов в антенных системах различного типа:
 а – вертикальный несимметричный вибратор; б – Г-образная антенна;
 в – зонтичная антенна

Наилучшая эпюра тока, имеющая практически прямоугольную форму, наблюдается у зонтичной антенны (рис. 1, в). Однако массогабаритные характеристики данной разновидности очень высокие. Достаточно сказать, что 300-метровые опоры, поддерживающие полотно антенн, представляют дорогостоящую и очень сложную конструкцию.

Отсюда целью данной работы является определение конструктивных особенностей, обеспечивающих снижение массогабаритных характеристик антенны. Это становится возможным, если использовать в качестве излучающих элементов рамочные системы. Однако последние имеют существенный недостаток: сопротивление излучения для вертикальных антенн, представленных на рисунке 1, равно $R_{\Sigma} = 80\pi^2 (l/\lambda)^2$, в то время как для рамочных – на два порядка меньше: $R_{\Sigma} = 360\pi^2 (l/\lambda^2)^2$.



При этом увеличение сопротивления излучения рамки возможно на основании увеличения числа витков или действующей высоты антенны. Используем это обстоятельство в целях усовершенствования антенных конструкций. Известно, что горизонтально и вертикально расположенные рамочные антенны многовитковой конструкции (рис. 2) формируют вертикальный \vec{H}_B и горизонтальный $\vec{H}_Г$ магнитный векторы соответственно, а электрический вектор $\vec{E}_Г$, возбуждаемый переменным током I_A , всегда остается горизонтальным. Создать вертикальный электрический вектор для возбуждения в обоих случаях не удастся.

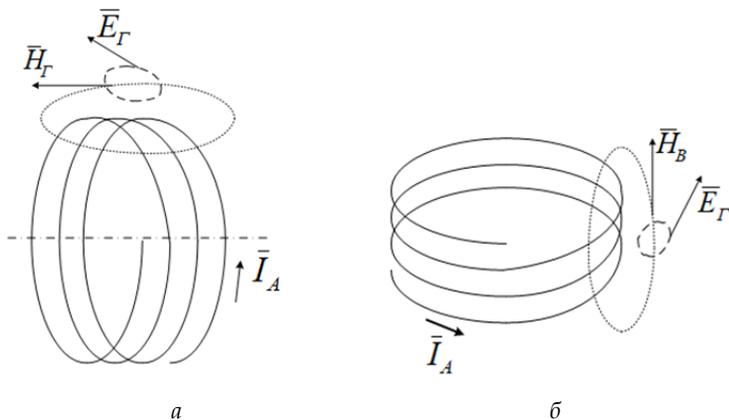


Рис. 2. Схематические изображения многовитковых антенных систем с компонентами создаваемого ими электромагнитного поля:
а – вертикально расположенная рамочная антенна;
б – горизонтально расположенная рамочная антенна

Рамочные антенны, расположенные под углом 45° к поверхности Земли с противоположным наклоном относительно друг друга (рис. 3), могут создавать суммарный вертикальный вектор \vec{E}_B . Однако такой путь создания вертикальной компоненты электрического вектора является конструктивно сложным, предполагает большие энергетические потери и нуждается в дополнительной оптимизации.

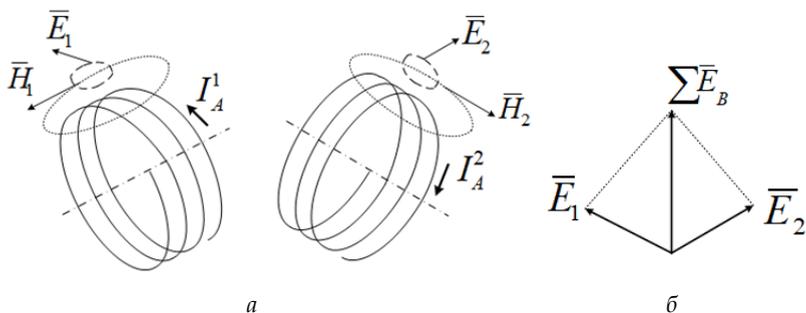


Рис. 3. Схематическое изображение рамочных антенн, расположенных под углом 45° к поверхности Земли (а) и вектор формируемого ими электрического поля (б)



Вычисления показывают, что вертикальная компонента вектора \vec{E}_B проявляется, если угол наклона антенн к поверхности Земли α превышает 24° . При расчетах будем полагать: α – угол наклона антенны; d – диаметр рамки; n – число витков (рис. 4); R – активное входное сопротивление; jX – реактивное входное сопротивление. Расчеты будем выполнять по методике [2].

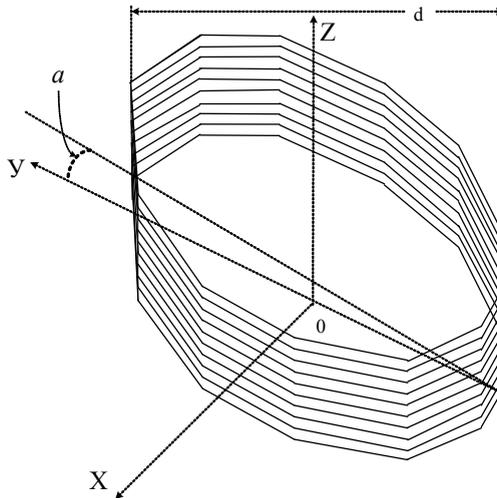


Рис. 4. Схема наклонной рамочной антенны, используемая при расчетах

Результирующие графики для данных $d = 10$ м, $\alpha = 30^\circ$, $n = 30$ витков, диапазон частот – 10 – 300 кГц представлены на рисунке 5.

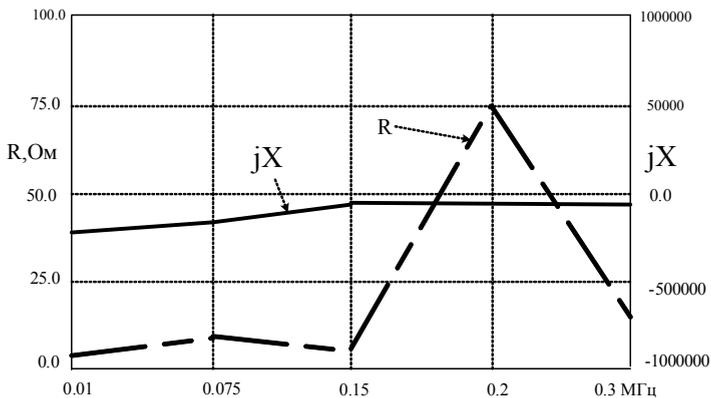


Рис. 5. Графики расчетов входного сопротивления антенной системы в виде многовитковой рамки по методике [2]

Из графиков видим, что реактивное сопротивление находится вблизи нулевого значения в диапазоне частот, в то время как активное сопротивление варьируется от 10 Ом до 75 Ом (на частоте 200 кГц). Будем считать, что излучатель работает в диапазоне СДВ радиочастотно-



го спектра. Соответственно, каждый виток цилиндрической спирали длиной ℓ и диаметром d представляет элементарный магнитный излучатель и для него выполняются следующие условия элементарности [3]: $\ell \ll \lambda$ и $d \ll \lambda$. Из этого следует, что цилиндрическая спираль будет обеспечивать совместную работу большого числа элементарных магнитных и элементарных электрических излучателей, формирующих компоненты электромагнитного поля в дальней зоне воздушной среды:

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= j [120\pi I \ell / 2 \lambda r] \sin\theta e^{-jkr}, \\ E_{\varphi} &= [120\pi I \kappa S / 2 \lambda r] \sin\theta e^{-jkr}, \\ H_{\varphi} &= j [I \ell / 2 \lambda r] \sin\theta e^{-jkr}, \\ H_{\theta} &= - [I \kappa S / 2 \lambda r] \sin\theta e^{-jkr}. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь r – расстояние до выбранной точки поля; k – волновое число $k = 2\pi / \lambda$; I – ток в антенне; ℓ – длина излучателя; λ – длина волны излучения; S – площадь элементарной рамки.

Суммарное поле (1) в точке его анализа определяется суммой векторов элементарных излучателей:

$$\Sigma E = E_{\theta} + E_{\varphi} = [120\pi I / 2 \lambda r] (j \ell + \kappa S) \sin\theta e^{-jkr}, \quad (2)$$

$$\Sigma H = H_{\theta} + H_{\varphi} = [I / 2 \lambda r] (j \ell - \kappa S) \sin\theta e^{-jkr}. \quad (3)$$

В выражениях (2) и (3) интерес представляет сумма в круглых скобках, которую следует рассмотреть дополнительно:

$$\begin{aligned} (j \ell + \kappa S) &= j (\ell - j \kappa S) = j \ell [1 - j (\kappa S / \ell)] = j \ell [1 - j (2\pi S / \lambda \ell)] = \\ &= j \ell [1 - j (\omega S / c \ell)]. \end{aligned}$$

Здесь $c = 1 / (\mu_0 \epsilon_0)^{1/2}$ – скорость света, но $(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} = W_{\text{воз}} = 120\pi$; $\epsilon S / \ell$ – емкость C между витками (элементарными магнитными излучателями) на расстоянии ℓ , то есть длины элементарного электрического излучателя; $\omega S / c \ell = 120 \pi \omega C / \epsilon$; $C = 1 / X_c$.

Путем преобразований последнего выражения получаем

$$(j \ell + \kappa S) = j \ell [1 - j (120\pi \omega C / \epsilon)] = j \ell [1 - j (120\pi / \epsilon X_c)]. \quad (4)$$

Аналогичным образом можно показать, что для подобной суммы в выражении (3) имеем

$$(j \ell - \kappa S) = j \ell [1 + j (120\pi \omega C / \epsilon)] = j \ell [1 + j (120\pi / \epsilon X_c)]. \quad (5)$$

Результаты (2)–(5) показывают следующее:

– электрический вектор составляющей поля, создаваемой элементарным электрическим диполем при сложении с полем элементарного магнитного диполя, будет уменьшаться пропорционально увеличению емкости антенны ($120\pi / \epsilon X_c$);

– магнитный вектор, создаваемый элементарным электрическим диполем при сложении с полем элементарного магнитного диполя, будет увеличиваться пропорционально увеличению емкости антенны;



— величина составляющих суммарного поля в дальней зоне одновременно работающих элементарного электрического и элементарного магнитного излучателей зависит от емкостного сопротивления цилиндрической спирали, причем энергия суммарного поля практически не изменяется.

Поскольку входное сопротивление антенной системы неравномерно (рис. 5), рассмотрим способы его возможного согласования с фидерной линией, например путем введения в цепь рамки идентичных компланарных линий (рис. 6). Положим, что рамочная антенна содержит три витка одинакового диаметра — 10 м. Первый виток включает четыре компланарных линии (№1, №2, №3 и №4); второй — три компланарных линии (№5, №6 и №7); третий — две (№8 и №9).

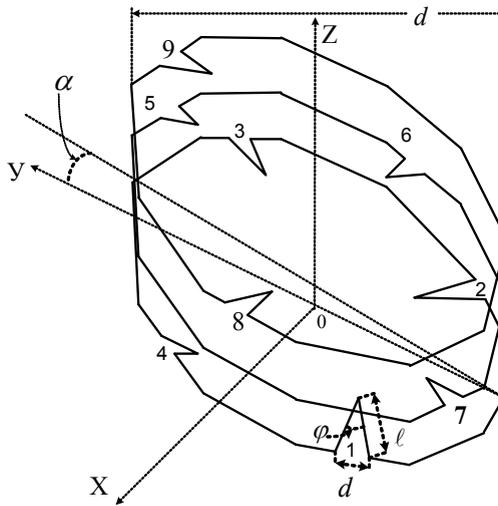


Рис. 6. Расположение компланарных линий на витках рамочной антенны:
 φ — угол между соседними линиями; d — расстояние между линиями в точках подключения их к виткам рамочной антенны

Взаимное сопротивление компланарных линий определяется по формуле [4]

$$R_{12}(m, \ell, f) = 30 \cdot (m \cdot \ell_1)(m \cdot \ell_2) \cdot \left[\left(\cos \frac{\alpha}{2} \right)^2 \frac{\sin md}{md} + \frac{\left(\cos \frac{\alpha}{2} \right)^2 - 2}{(md)^2} \cdot \left(\frac{\sin md}{md} - \cos md \right) \right].$$

При расчете полагаем: $\alpha = 15^\circ$; ℓ_1 — длина первой линии, ℓ_2 — длина второй линии; воздушная среда с параметрами $\varepsilon = 10, \mu = 10$. При этом получено десятикратное уменьшение длины компланарных линий, что позволяет уменьшить их размер с 10 м до 1 м с сохранением тех же значений сопротивления в используемом диапазоне частот. Результаты расчетов, представленные на рисунке 7 свидетельствуют о высокой стабильности входного сопротивления антенной системы: как активного,



так и реактивного, что позволяет формировать таким способом более сложные конструкции (рис. 8), характеризующиеся диаграммой направленности с заданными свойствами [4; 5].

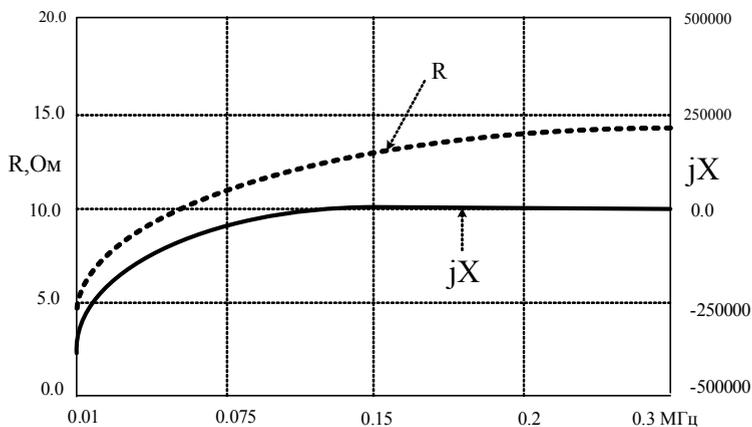
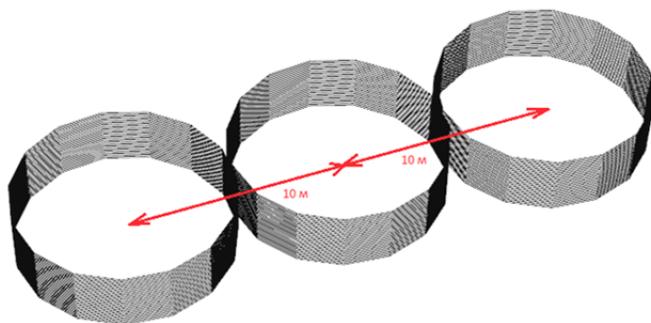
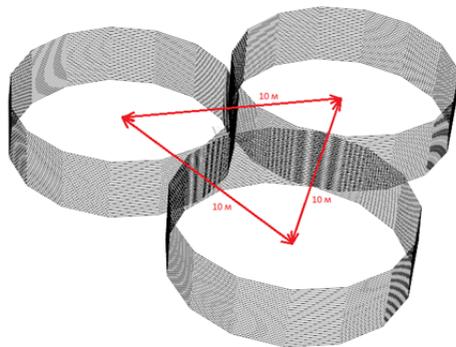


Рис. 7. Результаты расчета входного сопротивления трехвитковой рамочной антенны



а



б

Рис. 8. Предлагаемые варианты конфигурации антенных систем на основе многovitковых рамок



Таким образом, оптимизация параметров конструкций антенных систем СДВ- и ДВ-диапазонов за счет применения рамочных систем, вместо используемых в настоящее время Г-, Т-образных и зонтичных, позволит существенно уменьшить их массогабаритные характеристики. Дальнейшего улучшения параметров можно достичь путем замены цельнометаллических проводников рамочных антенн на литцендрат [5]. Последний отличается высокими качествами по параметру скин-эффекта, поскольку содержит до двух тысяч жил в сечении, изолированных друг от друга.

Список литературы

1. Блюх П. В., Николаенко А. П., Филиппов Ю. Ф. Глобальные электромагнитные резонансы в полости земля – ионосфера. Киев, 1977.
2. Корабельная передающая антенная система – 6 : пат. 176449 Рос. Федерация. № 2017125585 ; заявл. от 2017.07.17 ; опубли. 2018.01.18.
3. Вершков М. В., Миротворский О. Б. Судовые антенны. Л., 1990.
4. Виниченко А. И. Теория тракта распространения радиоволн линий радиосвязи. Л., 1984.
5. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть II. Основы и практика. М., 2005.

Об авторах

Виктор Ефимович Пониматкин – канд. техн. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Россия.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru

Светлана Геннадьевна Шпилевая – канд. пед. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Россия.

E-mail: SSHpilevaya@kantiana.ru

Владислав Алексеевич Гоглев – студент, Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Россия.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru

Борис Игоревич Каскевич – студент, Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Россия.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru

The authors

Dr Viktor E. Ponimatkin, Associate Professor, Immanuel Kant Baltic Federal University, Russia.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru

Dr Svetlana G. Shpilevaya, Associate Professor, Immanuel Kant Baltic Federal University, Russia.

E-mail: SSHpilevaya@kantiana.ru

Vladislav A. Goglev, Undergraduate Student, Immanuel Kant Baltic Federal University, Russia.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru

Boris I. Kaskevich, Undergraduate Student, Immanuel Kant Baltic Federal University, Russia.

E-mail: VPonimatkin@kantiana.ru