

УДК 621.396.67 DOI 10.17238/issn2409-0239.2017.3.46

Встраиваемая антенна для аварийных радиомаяков второго поколения системы КОСПАС–САРСАТ

С. Н. Бойко¹, А. В. Исаев, Д. С. Косоруков, Ю. С. Яскин²

¹к. ф.-м. н., ²к. т. н.

Филиал ОАО «ОРКК»–«НИИ КП», Россия

e-mail: bosnik2012@yandex.ru, djspice91@mail.ru

Аннотация. Предложена встраиваемая в аварийные радиомаяки второго поколения поисково-спасательной системы КОСПАС–САРСАТ антенна, состоящая из элемента Гюйгенса в виде совмещенных укороченной рамки (петли) и диполя. Формирование диаграммы направленности в форме кардиоиды достигнуто за счет особого возбуждения диполя и петли. Разработана инженерная методика проектирования антенны и приведено сравнение результатов численного моделирования с экспериментальными данными. Характеристики антенны удовлетворяют требованиям КОСПАС–САРСАТ к радиобуям второго поколения на частоте 406 МГц. Дан пример применения разработанной антенны в персональном аварийном радиомаяке с расположением ее с внутренней стороны боковой стенки корпуса с габаритами 200 × 75 × 45 мм. Основные преимущества данной антенны — простота в изготовлении, защищенность от внешних механических воздействий и низкая стоимость.

Ключевые слова: дипольно-петлевые антенны, кардиоидная диаграмма направленности, полусферическая диаграмма направленности, встроенные антенны

Built-in Antenna for Second Generation Emergency Radio Beacons of the COSPAS–SARSAT System

S. N. Boyko¹, A. V. Isaev, D. S. Kosorukov, Yu. S. Yaskin²

¹candidate of physics and mathematics, ²candidate of engineering science

A branch of «ORKK»–«NII KP», Russia

e-mail: bosnik2012@yandex.ru, djspice91@mail.ru

Abstract. A built-in antenna for distress beacons of the second generation for search and rescue COSPAS–SARSAT system that consists of a Huygens element in the form of a combined half-wave frame (loop) and dipole is proposed. The formation of the radiation pattern in the cardioid form is achieved by specific excitation of the dipole and loop. An engineering design methodology of the antennas is developed and the comparison of the results of numerical simulation with experimental data is presented. The performance of the antenna meets the requirements of COSPAS–SARSAT to the second generation beacons on a frequency of 406 MHz. An example of application of the developed antenna in the personal distress beacon with its placing on the inner side of the side wall of the frame with the dimensions of 200×75×45 mm is given. The main advantages of this antenna are easy manufacture, protection from external mechanical effects, and low cost.

Keywords: dipole-loop antennas, cardioid pattern, hemispherical radiation pattern, built-in antennas

Введение

Для возможности оповещения о бедствии и местоположении персональных радиобуев и радиомаяков, установленных на судах и самолетах, в случае аварийных ситуаций в 1977 г. была создана международная поисково-спасательная система КОСПАС–САРСАТ. До настоящего времени система строилась на базе низкоорбитальной группировки спутников и основным типом антенн для передачи сигнала на спутник на частоте 406 МГц был монополь. Основное направление развития системы КОСПАС–САРСАТ в настоящее время — создание космического сегмента на базе группировки среднеорбитальных спутников MEOSAR с целью создания равномерного покрытия всей видимой полусферы неба в любой точке земного шара, что позволит обеспечить непрерывный пространственно-временной мониторинг зоны поиска активированных радиомаяков. Как следствие, основным требованием к антеннам радиомаяков второго поколения является формирование полусферической (кардиоидной) диаграммы направленности (ДН) с линейной или круговой поляризациями, максимум которой направлен в зенит.

Проектирование антенн с кардиоидной формой ДН для персональных радиомаяков оказывается достаточно сложной задачей, поскольку сами радиомаяки должны иметь малые габариты и массу. Экспертная группа комитета КОСПАС–САРСАТ рассмотрела известные типы антенн (спиральные, микрополосковые, планарные F-антенны и L-антенны) с полусферической формой диаграммы направленности и пришла к неутешительному выводу о неприменимости этих антенн в персональных радиомаяках второго поколения: либо габариты и масса превышают допустимые пределы, либо эффективность излучения недостаточна. Таким образом, не было найдено варианта реализации антенны, применимого в персональных радиомаяках второго поколения.

Поиск решения данной непростой проблемы сотрудниками филиала ОАО «ОРКК»–«НИИ КП» привел к конструктивному варианту встроенной антенны для радиомаяков второго поколения, имеющей приемлемые размеры, массу и ДН в форме кардиоиды. Такой результат достигнут благодаря совмещению дипольной и укороченной рамочной

антенн, что является практической реализацией элемента Гюйгенса.

В статье приведен алгоритм расчета дипольно-рамочной антенны с кардиоидной формой диаграммы направленности, подробно описаны этапы ее проектирования, а также дано сравнение результатов компьютерного моделирования с измеренными характеристиками макета антенны на частоте 406 МГц.

Алгоритм расчета встраиваемой антенны для радиомаяков второго поколения

Идея формирования сферической диаграммы направленности в виде элемента Гюйгенса была описана во многих монографиях, например в [1]. Элемент Гюйгенса — это элементарный источник однонаправленного излучения, образованный ортогональными синфазными электрическим и магнитным диполями. Поле элемента Гюйгенса в дальней зоне представляет собой сферическую волну, а ДН не зависит от угла φ , и в любой плоскости $\varphi = \text{const}$ определяется выражением $F(\theta) = 1 + \cos \theta$.

Базовый вариант реализации такой антенны, имеющей рамочную антенну с периметром, равным длине волны λ в свободном пространстве, неприменим в радиомаяках второго поколения из-за больших габаритов.

В статье [2] изложены теоретические основы формирования диаграммы направленности кардиоидного типа парой диполь–рамка при условии, что размеры всех излучателей намного меньше длины волны. В работе [3] предложен вариант исполнения антенны для мобильной связи с ДН в форме кардиоиды, которая является сочетанием несимметричного диполя и электрически малой рамки, запитанной в квадратуре относительно диполя (каждое плечо). Однако в [3] материал освещен достаточно кратко, как следствие отсутствует методика расчета дипольно-рамочной антенны с полуволновой рамкой. Авторы данной статьи попытались восполнить этот пробел.

Конструктивное исполнение этой антенны было взято нами за основу, в которую внесены изменения, необходимые в данном конкретном применении.

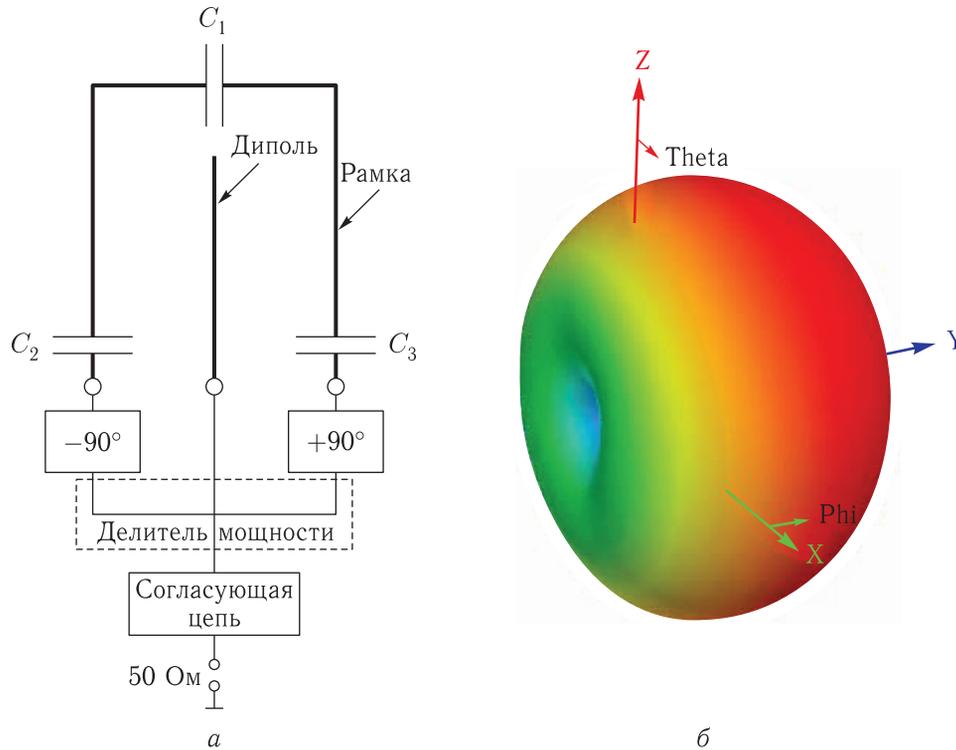


Рис. 1. Принципиальная схема антенны (а) и форма диаграммы направленности дипольно-рамочной антенны (б)

Принципиальная схема построения антенны показана на рис. 1, а. Укороченная рамка периметром $\lambda/2$ содержит три емкости, одна из которых включена в центре рамки, а две другие — в начале двух ее ветвей. Включение емкости C_1 в пучности напряжения позволяет укоротить рамку с периметром, равным длине волны λ , до рамки с периметром, равным половине длины волны [4], однако входной импеданс такой рамки на рабочей частоте будет носить индуктивный характер. Компенсировать индуктивную составляющую входного импеданса призваны емкости C_2 и C_3 , включенные на входе рамки. Рамочный излучатель в таком виде практически представляет собой запитываемый током полуволновый диполь с емкостной нагрузкой, свернутый в рамку.

В статье [3] отмечено, что для формирования сферической диаграммы направленности антенны, размеры всех излучателей которой много меньше длины волны, необходимо соблюдение следующих условий:

1) центры излучения диполя и рамки должны совпадать, в то время как взаимное влияние между излучателями должно быть сведено к минимуму;

2) мощности, излучаемые диполем и рамкой, должны быть равны между собой;

3) токи, протекающие в диполе и рамке, должны иметь разность фаз 90° .

При соблюдении этих условий антенна будет иметь диаграмму направленности в форме кардиоиды с максимумом излучения в направлении ветви рамки, запитываемой с фазой $+90^\circ$ относительно диполя, и минимумом в обратном направлении (рис. 1, б).

Антенна состоит из нескольких элементов, а ее расчет и проектирование — комплексная задача, которую необходимо разбить на несколько этапов. Мы использовали следующий алгоритм проектирования такой антенны.

Шаг 1. Проводится отдельно расчет несимметричного диполя на печатной плате.

Шаг 2. Проводится отдельно расчет полуволновой рамки на печатной плате.

Шаг 3. Проектируется микрополосковый делитель мощности с нагрузками в выходных плечах, равными расчетным сопротивлениям излучения диполя и рамки, при условии равенства мощностей сигналов, поступающих в рамку и диполь.

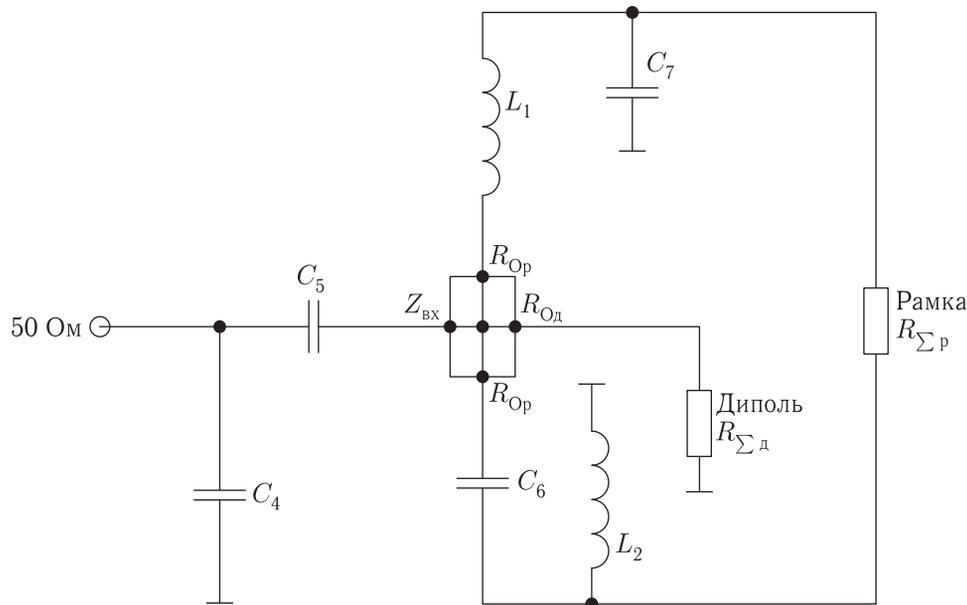


Рис. 2. Электрическая схема дипольно-рамочной антенны

Шаг 4. Проводится расчет симметрирующего трансформатора на сосредоточенных элементах.

Шаг 5. Проводится расчет антенны в сборе.

Шаг 6. Проводится расчет цепи согласования антенны.

Шаг 7. Проводится оптимизация взаимного расположения антенны и приемо-передающей платы радиомаяка с целью минимизации влияния последней на форму ДН.

Электрическая схема совмещенной антенны приведена на рис. 2. На схеме показано, что диполь подключается непосредственно к делителю мощности, а плечи рамки запитаны со сдвигом фаз $\pm 90^\circ$ относительно диполя через симметрирующий трансформатор, образованный парами сосредоточенных элементов: L_1 , C_7 и C_6 , L_2 . При этом плечи рамки оказываются запитанными противофазно друг относительно друга. Емкостная Г-секция согласует входной импеданс антенны с 50-омным трактом.

На первом этапе проектирования антенны должны быть рассчитаны размеры несимметричного диполя, состоящего из четвертьволнового излучателя и соосной с ним земляной поверхности (противовеса), которые расположены на одной стороне печатной платы (рис. 3). При этом излучатель размещается строго по продольной оси платы.

На этой же стороне платы расположен делитель мощности.

На следующем этапе проектируется рамка на рабочую частоту 406 МГц. Рамочная антенна выполняется в виде полоски на обратной стороне печатной платы по ее внешнему контуру таким образом, чтобы излучатель диполя был расположен внутри рамки на ее оси (рис. 3), что обусловлено первым условием формирования ДН кардиоидного типа, приведенным выше. Периметр рамки является конструктивным параметром, который определяется в основном длиной излучателя диполя и шириной платы, диктуемой также первым условием формирования ДН кардиоидного типа.

Значения емкостей C_1 , C_2 , C_3 рассчитываются методом длинной линии, примененным к эквивалентной электрической схеме рамочной антенны на резонансной частоте (рис. 4, а).

Рамочная антенна заменяется длинной линией из двух проводящих полосок шириной w , разнесенных на расстояние a , которая нагружена на конце на емкость C_1 и сопротивление излучения $R_{\Sigma P}$. Пересчет нагрузки к входу рамки производится при помощи формулы преобразования сопротивлений вдоль линии передачи [5]:

$$\dot{z}(b) = z_B \frac{\dot{z}_H + jz_B \operatorname{tg} \beta l}{z_B + j\dot{z}_H \operatorname{tg} \beta l}, \quad (1)$$

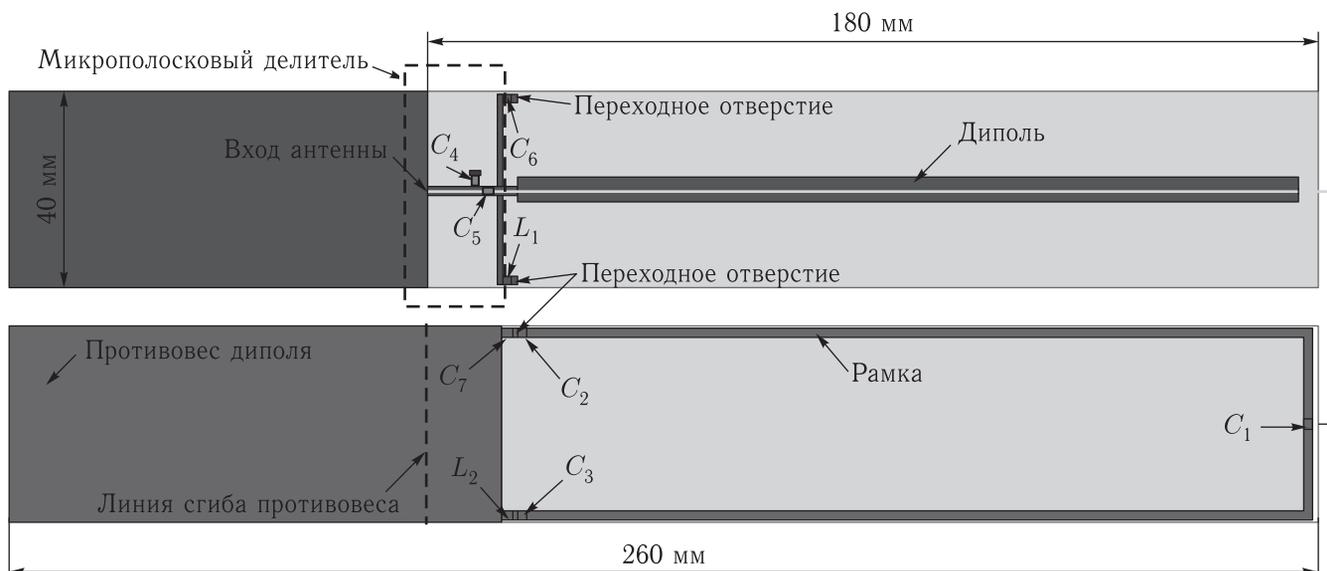


Рис. 3. Топология антенны: верхняя и нижняя стороны платы

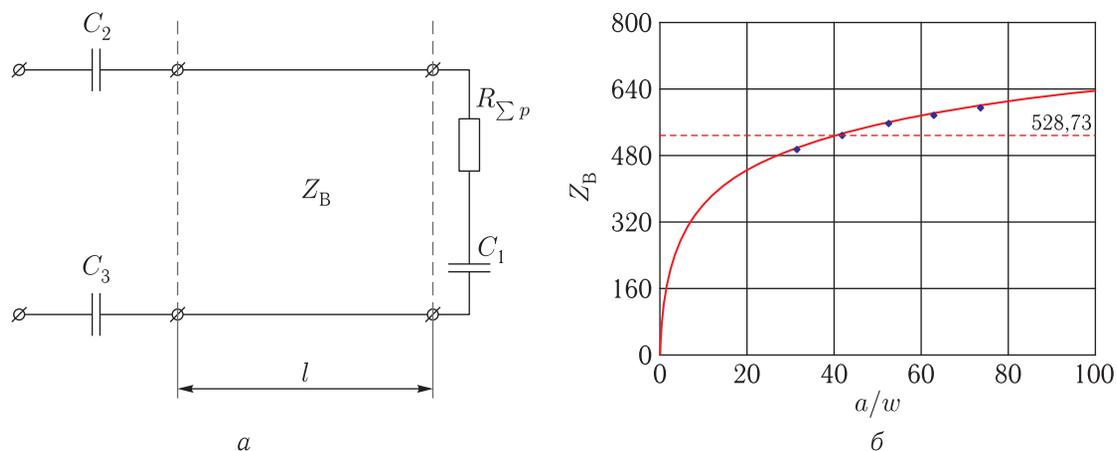


Рис. 4. Эквивалентная схема рамочной антенны (а), зависимость z_B от a/w (б)

где z_B — волновое сопротивление линии передачи, $\dot{z}_н = R_{\Sigma p} - \frac{j}{\omega C_1}$ — комплексное сопротивление нагрузки, l — длина линии передачи, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число свободного пространства.

Сопротивление излучения рамки $R_{\Sigma p}$ находится по формуле [6]:

$$R_{\Sigma p} = 197 \cdot (\Pi_p/\lambda)^4, \quad (2)$$

где Π_p — периметр рамки.

Волновое сопротивление линии передачи может быть определено из выражения для z_B двух-

проводной проволочной линии передачи [5]:

$$z_B = 276 \lg \left(a/d + \sqrt{1 + (a/d)^2} \right), \quad (3)$$

где d — диаметр проволоки при допущении, что ширина проводящей полоски w равняется удвоенному значению d , т. е.

$$w = 2d. \quad (4)$$

Соотношение (4) определено эмпирическим путем, а именно путем сравнения значений z_B , рассчитанных по формуле (3), со значениями, полученными при строгом электродинамическом расчете.

Зависимость волнового сопротивления двухпроводной линии передачи z_B от величины a/w приведена на рис. 4, б (сплошной линией дан график $z_B(a/w)$, рассчитанный по формулам (3), (4), точками нанесены значения z_B , полученные при расчете в программном пакете HFSS15 для ширины полоски $w = 1,9$ мм и ряда значений расстояния между полосками $a = \{28; 38; 48; 58; 68\}$ мм). Видно, что расчет по формуле (3) при допущении (4) полностью согласуется со значениями волнового сопротивления, полученными при строгом электродинамическом расчете.

После пересчета \dot{z}_H к входу рамки по формуле (1) номиналы элементов C_1, C_2, C_3 находятся из условия равенства нулю мнимых частей суммарного сопротивления рамки:

$$\text{Im}\{\dot{z}(b)\} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3} = 0. \quad (5)$$

При равенстве элементов $C_2 = C_3 = C$ уравнение имеет два неизвестных параметра — C_1 и C . Это свидетельствует о том, что номинал одного из элементов может быть задан, а второй ищется из решения уравнения (5). На рис. 5 дан график зависимости C в функции от C_1 , который был получен путем численного решения уравнения (5). Этот график может быть использован для выбора пары согласующих емкостей $\{C_1, C\}$.

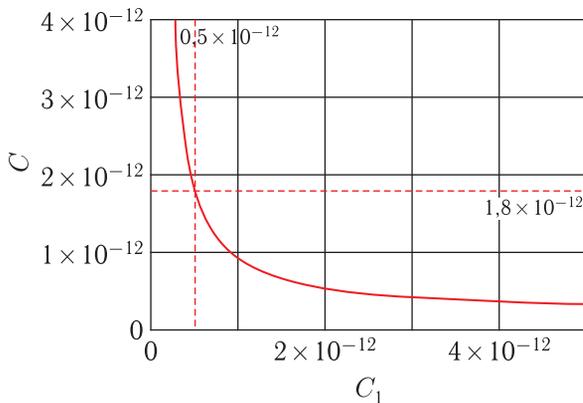


Рис. 5. Расчетная зависимость C от C_1

Расчет делителя мощности проводится из условия равенства мощностей, излучаемых рамкой и диполем (второе условие формирования ДН

кардиоидного типа):

$$P_{\Sigma p} = P_{\Sigma Д},$$

$$\text{или } I_{a-p}^2 \cdot R_{\Sigma p} = I_{a-Д}^2 \cdot R_{\Sigma Д}, \quad (6)$$

где $I_{a-Д}$ и I_{a-p} — эффективные значения тока диполя и рамки в точках подключения.

Сопротивление излучения рамки $R_{\Sigma p}$ задается ранее приведенной формулой (2), а сопротивление излучения диполя равно [1]

$$R_{\Sigma Д} = 80\pi^2 \cdot (l_{Д}/\lambda)^2, \quad (7)$$

где $l_{Д}$ — длина диполя.

Учитывая (2), (7) и (6), получаем формулу для соотношения токов в точках подключения дипольной и рамочной антенн:

$$\frac{I_{a-Д}}{I_{a-p}} = \sqrt{\frac{R_{\Sigma p}}{R_{\Sigma Д}}}. \quad (8)$$

При проектировании делителя мощности используется соотношение для мощностей. Так как подводимые мощности пропорциональны квадрату тока, выражение для отношения входных мощностей имеет вид

$$m = \frac{P_{вх-Д}}{P_{вх-p}} = \left(\frac{I_{a-Д}}{I_{a-p}}\right)^2 = \frac{R_{\Sigma p}}{R_{\Sigma Д}}. \quad (9)$$

Согласование плеч рамки с портами 2 и 3 делителя выполняется с помощью симметрирующего трансформатора, плечи которого по существу являются фильтром высокой частоты (ФВЧ) и фильтром низкой частоты (ФНЧ), которые помимо функции фазосдвигающих цепей играют также роль трансформаторов сопротивлений [5].

Характеристический импеданс Z_{Π} отрезка длинной линии, эквивалентной звеньям фильтров ФНЧ и ФВЧ, обеспечивающий трансформацию сопротивления нагрузки R к входному сопротивлению R_{0p} равен [7]:

$$Z_{\Pi} = \sqrt{2R_{0p} \frac{R}{2}} = \sqrt{R_{0p} R} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (10)$$

Кроме того, должно выполняться условие:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (11)$$

где f_0 — центральная частота рабочего диапазона.

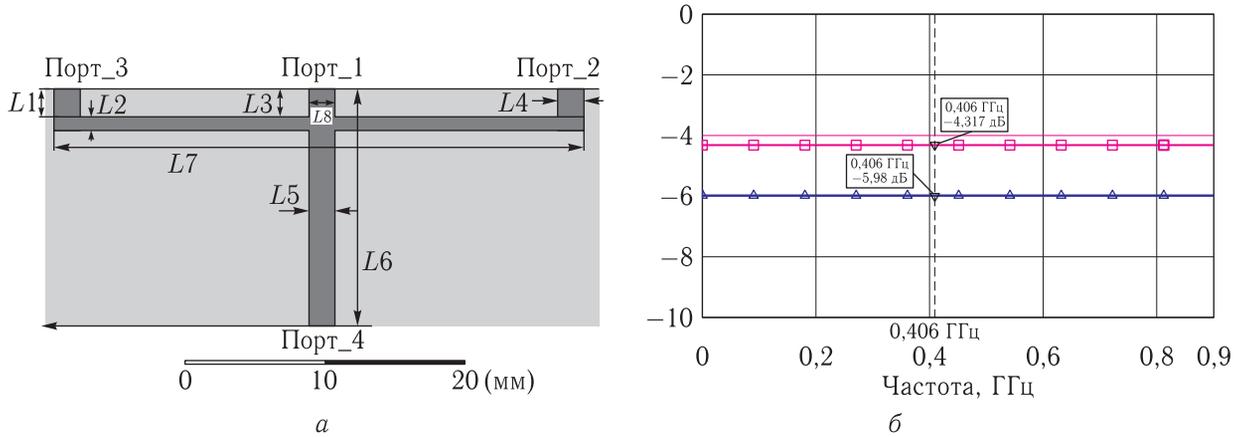


Рис. 6. Топология микрополоскового делителя мощности (а), зависимости модулей коэффициентов передачи от частоты (б)

Из соотношений (12) и (13) получаем формулы для расчета L - и C -элементов, входящих в состав симметрирующего трансформатора:

$$L_1 = L_2 = \frac{Z_{\Pi}}{2\pi f_0}, \quad (12)$$

$$C_6 = C_7 = \frac{1}{2\pi f_0 Z_{\Pi}}. \quad (13)$$

При равенстве номиналов L - и C -элементов в плечах симметрирующего трансформатора ФВЧ задает сдвиг фазы -90° , а ФНЧ сдвигает фазу на $+90^\circ$. Таким образом, третье условие формирования полусферической (кардиоидной) диаграммы направленности выполняется автоматически.

Расчет дипольно-рамочной антенны

В качестве материала антенной платы был выбран стеклотекстолит FR-4 толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,4$. По расчету, выполненному с помощью программного пакета HFSS15, длина несимметричного вибратора с резонансной частотой 406 МГц для ширины полоски 5 мм составила 162 мм при размерах противовеса (100×40) мм². С учетом длины несимметричного диполя расчетный периметр рамки составил $P_p = 366$ мм при ширине рамки $a = 38$ мм и длине рамки $l = 164$ мм. В итоге общие размеры антенной платы с учетом противовеса составили 260 мм (длина) \times 40 мм (ширина).

Для выбранной ширины полоска рамки $w = 1,9$ мм при $a = 38$ мм расчетное значение волнового сопротивления рамки, рассчитанное по формулам (3), (4), составило $z_B = 528,73$ Ом.

Для приведенных выше размеров несимметричного диполя и рамки по формулам (2), (7) и (9) были вычислены значения сопротивлений излучения и коэффициента деления мощности: $R_{\Sigma Д} = 37,5$ Ом, $R_{\Sigma p} = 12$ Ом, $m = 0,32$. В итоге делитель мощности должен разделять входную мощность в следующих соотношениях:

$$P_{\text{вх}_Д} = 0,25 \cdot P_{\text{вх}},$$

$$P_{\text{вх}_p1} = P_{\text{вх}_p2} = 0,375 \cdot P_{\text{вх}},$$

где $P_{\text{вх}_p1}$, $P_{\text{вх}_p2}$ — мощности, поступающие в каждое плечо рамки.

Делитель мощности выполняется на микрополосковых линиях. Его топология показана на рис. 6, а. Рамка подключена к делителю мощности через отрезки идентичных микрополосковых линий, а диполь — непосредственно к точке ответвления делителя мощности. Нагрузками трех выходов делителя служат сопротивления излучения рамки $R_{\Sigma p}$ (по половине на каждый выход делителя, подключаемый к плечу рамки) и диполя $R_{\Sigma Д}$.

Критериями синтеза делителя мощности были условия (10), (11), а именно модуль коэффициента передачи между входом делителя (порт 4) и местом подключения диполя (порт 1) $|s_{14}| = -6$ дБ; модули коэффициента передачи между

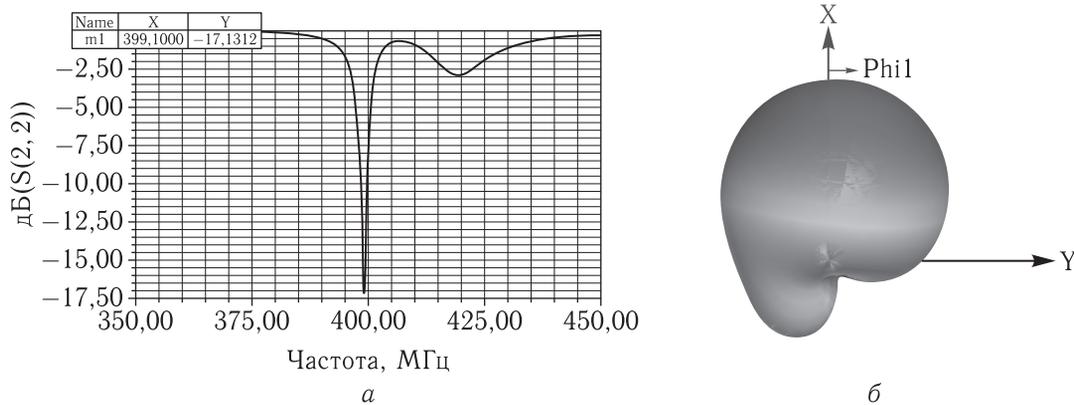


Рис. 7. Расчетные характеристики антенны: *а* — модуль коэффициента отражения на входе антенны, *б* — диаграмма направленности на резонансной частоте

входом делителя и местами подключения ветвей рамки (порты 2 и 3) $|s_{24}| = |s_{34}| = -4,3$ дБ. Требуемое разделение мощности достигалось путем подбора ширины L_2 и длины L_7 двух идентичных микрополосковых линий в плечах делителя мощности. В результате синтеза были получены следующие значения ширины и длины промежуточных линий передачи: $L_2 = 0,01$ мм, $L_7 = 38$ мм.

Из-за технической невозможности выполнить плечи делителя шириной 0,01 мм величину L_2 решено было увеличить до физически реализуемой величины, равной 0,5 мм. При такой топологии выходное сопротивление порта 1 получается $R_{0д} = 200$ Ом, а выходные сопротивления портов 2 и 3 составляют $R_{0р} = 72,5$ Ом каждое. При этих значениях сопротивлений нагрузок обеспечивается необходимое деление мощности (расчетные зависимости модулей коэффициента передачи от частоты показаны на рис. 6, б), но при этом возникает необходимость согласования сопротивлений излучения диполя и рамки с приведенными выше сопротивлениями выходов (портов) делителя мощности.

Согласование диполя с портом 1 делителя было достигнуто путем введения ступенчатого перехода шириной $L_8 = 2$ мм и длиной $L_3 = 4$ мм.

Согласование рамки с портами 2 и 3 делителя мощности осуществляется с помощью согласующе-симметрирующего трансформатора. Номиналы сосредоточенных элементов трансформатора рамки рассчитаны по формулам (10)–(13) для сопротивления нагрузки $R = R_{\Sigma p}/2 = 6$ Ом, вычисленного по формуле (1) входного сопротивления рамки

$R_{0р} = 72,5$ Ом и составили: $L_1 = L_2 = 4,7$ нГн, $C_6 = C_7 = 32,6$ пФ.

Расчет входного импеданса антенны в сборе (диполь + рамка с симметрирующим трансформатором + делитель мощности) проводился в программном пакете HFSS15. Расчетное значение входного импеданса составило $z_{вх} = 8 + j6$ Ом. Поскольку входной импеданс имеет низкое значение активной составляющей и отличное от нуля значение индуктивной составляющей, для согласования входа антенны с 50-омным трактом необходим согласующий трансформатор. В нашем случае он был реализован в виде Г-образной цепи согласования, состоящей из последовательной и параллельной емкостей. Расчет этих емкостей был проведен по методике, изложенной в [8, 9]. В итоге значения емкостей составили: $C_4 = 15$ пФ, $C_5 = 7,5$ пФ.

Расчетные модуль коэффициента отражения $|s_{11}|$ на входе антенны и ее диаграмма направленности показаны на рис. 7, а и 7, б соответственно. Модуль коэффициента отражения на резонансной частоте равен $-17,1$ дБ, что соответствует входному КСВН = 1,1. Значение K_y антенны в максимуме ДН составило 2,8 дБ. Из рис. 7, б видно, что в нижней части диаграммы присутствует небольшое паразитное излучение, которое связано с наличием противовеса антенны, нежелательного для рамочного излучателя.

На этом процесс проектирования антенны можно было бы считать завершенным, однако полученный продольный размер антенны (260 мм) явно большой и не позволяет вписать ее в габариты персонального радиомаяка. Поэтому для встраивания

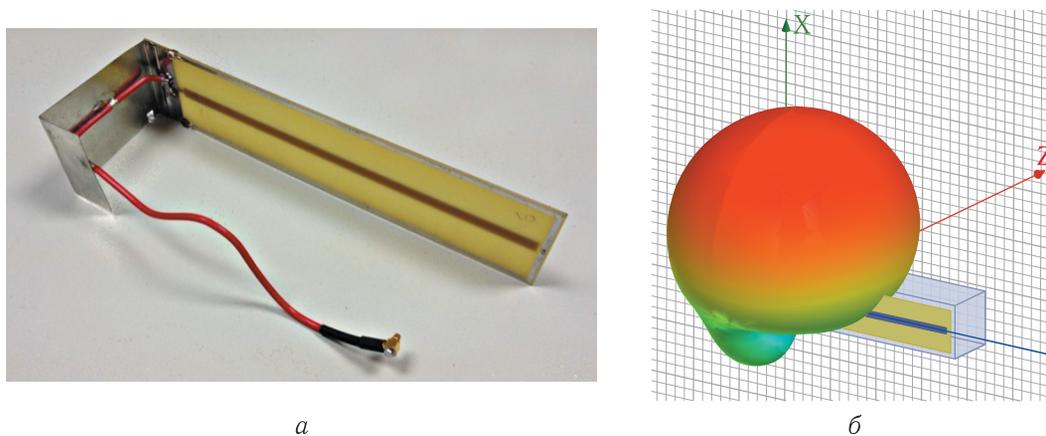


Рис. 8. Макет дипольно-рамочной антенны (а), форма ДН при рабочем положении антенны (б)

антенны в корпус радиомаяка противовеса диполя был согнут под углом 90° к плате таким образом, чтобы продольный размер самой платы с топологией антенны не превышал 180 мм (линия сгиба показана на рис. 3). При моделировании было определено, что при такой конфигурации противовеса изменения формы диаграммы направленности незначительны и могут быть компенсированы путем небольшого изменения емкостей C_6 , C_7 в цепях согласования рамки.

Результаты измерений макетного образца антенны и сравнение с расчетными данными

Для проверки предложенной методики проектирования дипольно-рамочной антенны был изготовлен ее макет, состоящий из антенной платы и соединенного с ней противовеса. Плата антенны была выполнена на материале FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$) толщиной 1 мм, противовес был изготовлен из луженой жести толщиной 0,2 мм. Топология антенной платы выполнена согласно расчетам, проведенным по вышеописанному алгоритму. Согласующие конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 были выбраны по графику рис. 5 равными: $C_2 = C_3 = 1,8$ пФ, $C_1 = 0,5$ пФ (пунктирные маркеры на рис. 5). Возможны и другие варианты выбора C_1 , C_2 , C_3 по графику рис. 5, например: $C_1 = 0,25$ пФ, $C_2 = C_3 = 3$ пФ или $C_1 = 1$ пФ, $C_2 = C_3 = 0,9$ пФ. Конденсаторы в симметрирующем трансформаторе

взяты переменными для точной подстройки разности фаз в плечах рамки. Фотография макета антенны приведена на рис. 8, а, расчетная трехмерная ДН при рабочем положении антенны изображена на рис. 8, б. Дополнительный (второй) изгиб противовеса антенны под углом 90° обусловлен необходимостью встраивания антенны в спроектированный корпус персонального радиомаяка второго поколения. Антенны при этом располагаются по трем узким сторонам прямоугольника с размерами $(180 \times 65 \times 40)$ мм³.

Окончательная проверка и настройка антенны проводилась по форме ДН с помощью сканера RFxpertRFX2 фирмы EMSCAN, который позволяет определить форму диаграммы направленности антенны в режиме реального времени непосредственно на рабочем месте [10]. Данный прибор измеряет ближнее поле антенны и пересчитывает его в поле в дальней зоне с отображением ДН в трехмерном виде с достаточной для настройки антенны точностью. Совмещенная антенна помещалась на рабочую поверхность сканера плоскостью платы (противовесом вверх), затем небольшой подстройкой емкостей C_6 , C_7 в симметрирующем трансформаторе добивались кардиоидной формы ДН. Фотография сканера и измеренная на нем диаграмма направленности антенны представлены на рис. 9, а и 9, б соответственно. Затем КСВН и ДН настроенного с помощью сканера макета антенны измерялись в дальней зоне в условиях безэховой камеры.

Измеренная зависимость КСВН на входе антенны от частоты представлена на рис. 10.

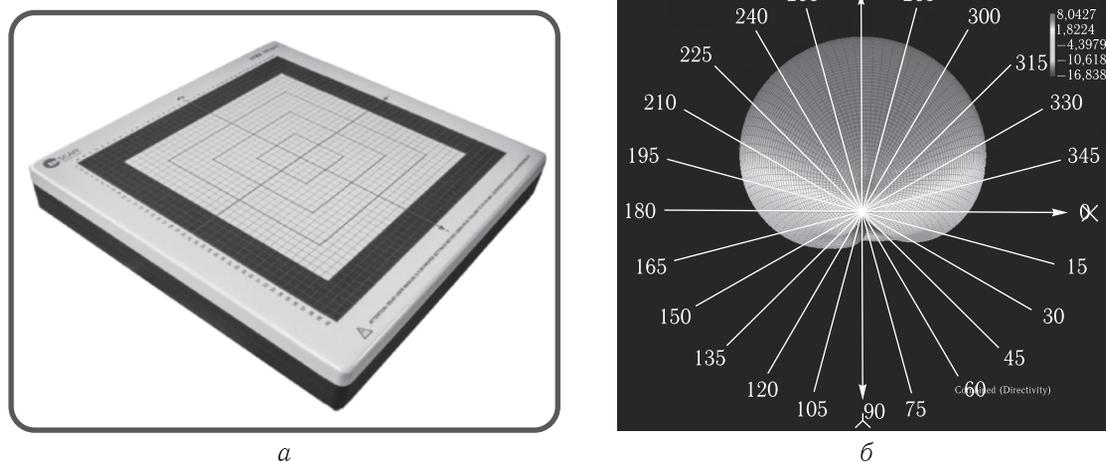


Рис. 9. Фотография сканера RFXpertRFX2 (а) и вид ДН дипольно-рамочной антенны, измеренной на сканере (б)

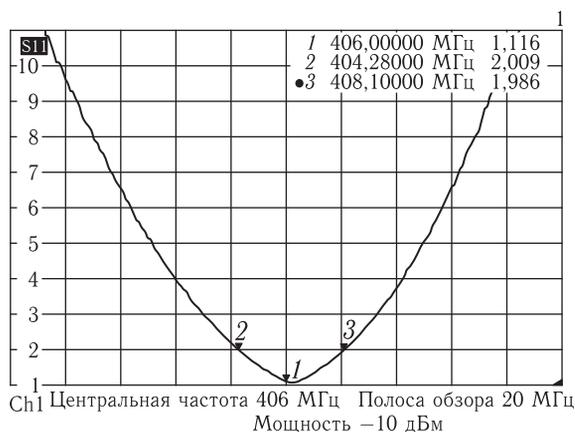


Рис. 10. Экспериментальная частотная зависимость КСВН на входе антенны

Из рисунка следует, что на рабочей частоте 406 МГц значение КСВН = 1,1, что полностью совпадает с расчетным значением. ДН антенны в верхней полусфере при $\varphi = 0^\circ$ и 90° , измеренные в безэховой камере, показаны на рис. 11, а и 11, б соответственно. Также на этих рисунках штриховой линией показаны результаты расчета ДН в программном пакете HFSS15. Измеренное значение K_y в максимуме ДН составляет 2,5 дБ, а расчетное значение равно 2,8 дБ. Из вышеприведенного анализа видно, что достигнуто хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

Следует отметить, что, по требованиям стандарта КОСПАС-САРСАТ, на радиобуи второго поколения в 90% диаграммы направленности K_y

антенны должен находиться в пределах от -7 до +4 дБ в диапазоне углов места от 15° до 90° . Полученные экспериментальные значения $K_y(\theta)$ удовлетворяют этому требованию: значения K_y изменяются в интервале от -6 дБ до +2,5 дБ в заданном диапазоне углов (см. рис. 11).

При размещении антенны внутри радиомаяка ее плата была расположена вдоль одной из его длинных боковых стенок, а противовес — вдоль смежной короткой боковой стенки, с небольшим заходом на противоположную длинную стенку (рис. 12).

Поскольку в радиомаяке перпендикулярно плате антенны располагается плата приемопередатчика, необходимо было выяснить ее влияние на характеристики антенны. Поэтому с помощью компьютерного моделирования и экспериментов было определено наилучшее для работы антенны положение платы приемопередатчика относительно платы антенны, при котором форма ДН сохраняется (рис. 8, б).

Дипольно-рамочная антенна обладает рядом преимуществ как встраиваемая антенна. Во-первых, из-за отсутствия излучения в нижнюю полусферу она позволяет уменьшить негативное влияние подстилающей поверхности на форму ДН. Во-вторых, она защищена от внешних механических воздействий корпусом радиомаяка. В-третьих, имеет простую технологию изготовления и низкую стоимость.

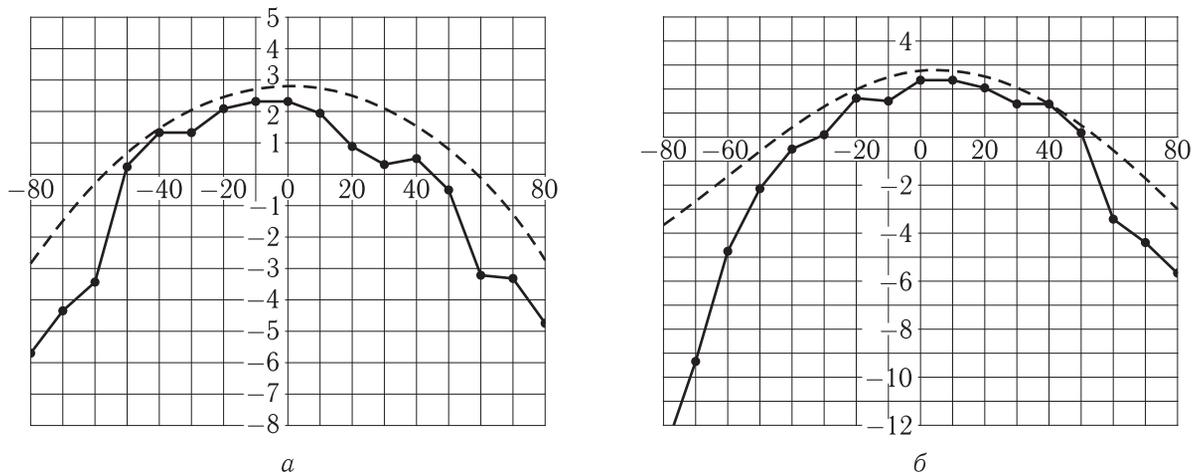


Рис. 11. Измеренные в условиях БЭЖ (сплошные линии) и расчетные (пунктирные линии) ДН антенны: *a* — при $\varphi = 0^\circ$, *б* — при $\varphi = 90^\circ$



Рис. 12. Дипольно-рамочная антенна в корпусе радиомаяка

Заключение

В данной статье:

- предложена дипольно-рамочная антенна для применения в персональном спасательном радиомаяке КОСПАС–САРСАТ нового (второго) поколения;
- приведено подробное описание этапов проектирования такой антенны и предложена инженерная методика ее расчета;

- расчетно-экспериментальным путем получен входной коэффициент стоячей волны антенны $K_{СВ} = 1,1$ и полусферическая ДН антенны на частоте 406 МГц с $K_y = 2,5$ дБ;

- путем изменения конфигурации противовеса антенна вписана в радиомаяк с габаритами $(200 \times 75 \times 45)$ мм³;

- учтен фактор влияния платы передатчика на форму ДН антенны. Выбрано ее наилучшее положение в корпусе радиомаяка.

Список литературы

1. *Фрадин А.З.* Антенно-фидерные устройства. М.: Связь, 1977.
2. *Vendik O. G., Pakhomov I. A.* Electric- and magnetic-field strengths in the Fresnel zone of a microradiator formed by an electric and a magnetic dipole // *Technical Physics*, 2005, vol. 50, No. 11. P. 1479–1484.
3. *Turalchuk P. A., Kholodnyak D. V., Vendik O. G.* Novel Low-Profile Antenna with Hemispherical Coverage Suitable for Wireless and Mobile Communications // *2008 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 17–18 March 2008, Loughborough, UK. P. 337–340.
4. *Туркин Н.* Электрически укороченная рамочная антенна // *Радио*, 2002, № 12. С. 58.
5. *Сазонов Д. М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
6. *Ротхаммель К.* Энциклопедия антенн. М.: ДМК-Пресс, 2011.
7. *Жексенов М. А., Петров А. С.* Схемы на LC-элементах, предназначенные для возбуждения турникетных излучателей, состоящих из трех электрических и трех магнитных диполей // *Радиотехника и электроника*, 2014, т. 59, № 4, С. 317–321.
8. *Петров А. С., Ковалева М. В.* Согласование входного импеданса короткого монополя с волновым сопротивлением тракта при помощи Г-звена, состоящего из индуктивностей с конечной добротностью // *Радиотехника и электроника*, 2012, т. 57, № 4. С. 418–421.
9. *Петров А. С., Ковалева М. В.* Согласование комплексного сопротивления с фидерным трактом при помощи Г-звеньев, состоящих из реактивных LC-элементов с конечной добротностью // *Радиотехника и электроника*, 2012, т. 57, № 6. С. 624–631.
10. <http://www.emscan.com>