

**АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ
ДВУХВХОДОВОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ**

**АНАЛІЗ СПРЯМОВАНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ
ДВОВХОДОВОЇ РАМКОВОЇ АНТЕНИ**

**ANALYSIS OF THE DIRECTED PROPERTIES
OF TWO-INPUT LOOP ANTENNA**

Аннотация. В статье представлены результаты анализа направленных свойств двухвходовой рамочной антенны при различном соотношении, фаз возбуждающих ЭДС. Показана возможность формирования режима излучения с кардиоидной формой диаграммы направленности как в узком, так и широком диапазоне частот.

Анотація. У статті представлені результати аналізу спрямованих властивостей двовходової рамкової антени при різному співвідношенні фаз збуджуючих ЕРС. Показана можливість формування режиму випромінювання з кардіоїдною формою діаграми спрямованості як у вузькому, так і широкому діапазоні частот.

Summary. The results of analysis of the directed properties of two-input loop antenna presented at different correlation of excitant EMF phases in the article. It is reported the possibility of forming of the radiation mode with cardioid pattern in the narrow and wide frequency band.

К одной из основных проблем создания современных радиосистем различного назначения, и антенной техники в частности, можно отнести проблему разработки высокоэффективных антенн. Эффективность передающей антенны оценивается по напряженности электромагнитного поля, создаваемого антенной при заданной подводимой мощности, и зависит от размеров излучающей поверхности, распределения токов текущих по ней и, соответственно, от соотношения фаз между полями, создаваемыми в точке приема различными элементами излучающей поверхности [1].

Традиционный метод увеличения напряженности поля в заданном направлении или, что тоже самое, формирование эффективного излучения, состоит в следующем: подводимую к антенне мощность необходимо распределить по возможности на большей поверхности, причем элементы поверхности должны быть расположены и возбуждены таким образом, чтобы в требуемом направлении поля от отдельных элементов складывались в фазе или с небольшим сдвигом фаз [1]. Данный метод часто неприемлем из-за необходимости увеличения размеров антенны, особенно в системах КВ радиосвязи при установке антенн на подвижных объектах.

Принципиально возможно получить выигрыш в напряженности поля в точке приема и при несинфазном сложении полей, создаваемых отдельными элементами малогабаритной антенны. Таким антеннам свойственны определенные недостатки, ограничивающие их применение на практике. Не останавливаясь на описании фундаментальных пределов при создании сверхнаправленных антенн, ограничимся лишь рассмотрением малогабаритных антенн с повышенной направленностью, формирующих кардиоидную форму диаграммы направленности (ДН).

Результаты исследований характеристик направленности одной из таких антенн в виде эллиптической рамки с нагрузкой приведены в [2]. Принцип построения антенны основан на формировании в проводнике антенны бегущей волны тока, что достигается включением в разрыв проводника эллиптической рамки активного сопротивления, равного волновому. Данная антенна является малогабаритной и широкодиапазонной как по входному сопротивлению, так и по сохранению кардиоидной формы ДН, однако может быть использована лишь как приемная.

Другой принцип построения малогабаритной антенны, в том числе для использования ее в качестве передающей, рассмотрен в [3 – 5], где предлагается для расширения частотного диапазона по входному сопротивлению использовать двухточечное возбуждение рамочной антенны. Там же отмечена возможность формирования кардиоидной ДН при равноамплитудном квадратурном возбуждении. Однако результаты исследований, в частности, влияние амплитудно-фазового возбуждения, формы излучателя на направленные и частотные свойства антенны отсутствуют. Восполнить указанный пробел, а также провести комплексный анализ характеристик излучения таких антенн для

возможного уменьшения их габаритных размеров, расширения диапазона в сторону низких частот, является целью данной работы.

Рассмотрим эллиптический рамочный излучатель, расположенный в декартовой системе координат, как показано на рис. 1, а. Здесь также представлены: сферическая система координат R_0, θ, φ ; точка наблюдения $M(\theta, \varphi)$ в дальней зоне с координатами x_M, y_M, z_M ; проекции вектора напряженности \vec{E} поля излучения на орты сферической системы координат. В данном случае плоскость рамки совпадает с плоскостью XOY , а оси эллипса, соответственно, большая $2a$ и малая $2b$ – с координатными осями X и Y (см. рис. 1, б).

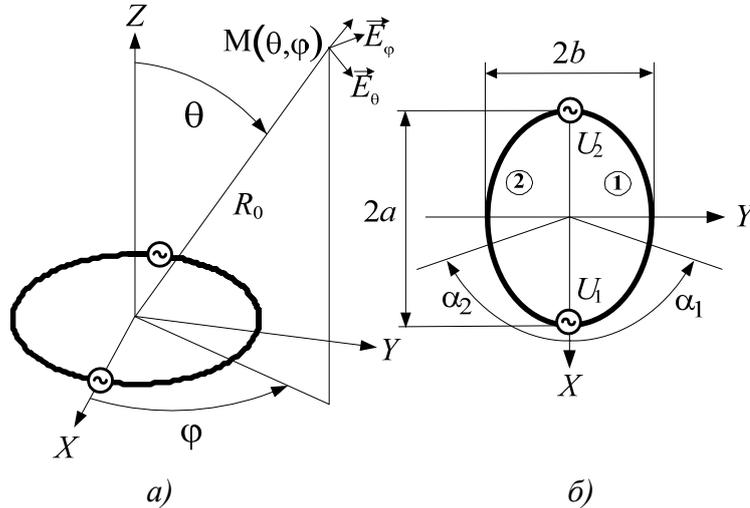


Рисунок 1 – Эллиптическая рамочная антенна с двухточечным возбуждением

В разрывы эллиптической рамки в диаметрально противоположных точках, расположенных на большой оси эллипса, включены источники возбуждения \dot{U}_1 (положительное направление оси X) и \dot{U}_2 (отрицательное направление оси X). Тогда рамочную антенну можно представить в виде двух идентичных излучающих проводников 1 и 2, расположенных в пространстве зеркально относительно большой оси эллипса (оси X декартовой системы координат).

Для геометрического описания эллипса, оси которого совпадают с координатными осями X и Y (см. рис. 1, б), используется каноническое уравнение вида:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1, \quad (1)$$

где a, b — соответственно большая и малая полуоси эллипса.

Решением (1) в виде системы параметрических уравнений, относительно параметра α , будут выражения $x = a \cos \alpha; y = b \sin \alpha$. Тогда, в соответствии с представленной геометрической конфигурацией и расположением излучающих проводников 1 и 2 (см. рис. 1) можем записать выражения в следующем параметрическом виде:

$$\begin{cases} x_{1,2} = a \cos \alpha_{1,2}; \\ y_{1,2} = b \sin \alpha_{1,2}, \end{cases} \quad \begin{cases} dx_{1,2} = -a \sin \alpha_{1,2} d\alpha_{1,2}; \\ dy_{1,2} = b \cos \alpha_{1,2} d\alpha_{1,2}. \end{cases} \quad (2)$$

При этом параметрические углы α_1 и α_2 в (2) изменяются в пределах от 0 до π .

Для вычисления текущей длины излучающего проводника $s(\alpha)$, соответствующей параметрическому углу α , воспользуемся уравнением длины дуги кривой. Пусть $a \geq b$ (как показано на рис. 1, б), тогда, используя понятие эксцентриситета эллипса, равного $e = \sqrt{1 - (b/a)^2}$, $b = a\sqrt{1 - e^2}$, после преобразования, получаем

$$s(\alpha) = a \int_0^{\alpha} \sqrt{1 - e^2 \cos^2 \alpha} d\alpha. \quad (3)$$

Интеграл в (3), хотя и не имеет замкнутого аналитического выражения, однако достаточно просто может быть вычислен численными методами.

Тогда для рамочного излучателя эллиптической формы состоящего из двух идентичных проводников 1 и 2, учитывая принцип суперпозиции полей, можем записать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{\theta}(\theta, \varphi) &= \sum_{i=1}^2 \dot{E}_{x_i}(\theta, \varphi) \cos \theta \cos \varphi + \sum_{i=1}^2 \dot{E}_{y_i}(\theta, \varphi) \cos \theta \sin \varphi; \\ \dot{E}_{\varphi}(\theta, \varphi) &= -\sum_{i=1}^2 \dot{E}_{x_i}(\theta, \varphi) \sin \varphi + \sum_{i=1}^2 \dot{E}_{y_i}(\theta, \varphi) \cos \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{E}_{x_i}(\theta, \varphi) &= \dot{E}_0 \int_{s(\alpha_i)} \dot{I}_i[s(\alpha_i)] \exp[jk(x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi)] dx_i; \\ \dot{E}_{y_i}(\theta, \varphi) &= \dot{E}_0 \int_{s(\alpha_i)} \dot{I}_i[s(\alpha_i)] \exp[jk(x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi)] dy_i, \end{aligned}$$

$\dot{E}_0 = -j30k \exp(-jkR_0)/R_0$ — постоянный множитель, характеризующий сферический фронт волны в дальней зоне антенны (в дальнейшем опустим); $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число свободного пространства, λ — длина волны электромагнитного колебания; R_0 — расстояние между центром системы координат и точкой в дальней зоне антенны; $\dot{I}_i[s(\alpha_i)]$ — функция амплитудно-фазового распределения тока вдоль излучающих проводников; θ, φ — угловые координаты точки наблюдения, отсчитываемые, соответственно, для угломестной плоскости от нормали к плоскости расположения антенны и для азимутальной плоскости от оси X ; x_i, y_i и dx_i, dy_i — соответственно координаты излучающих проводников и их дифференциалы относительно параметрического угла α_i , определяемые (2).

Не нарушая общности анализа, отметим, что в соответствии с представленной схемой антенны (см. рис. 1, б), равноудаленные от источников возбуждения элементы на излучающих проводниках 1, 2 возбуждаются противофазно, что соответствует $\dot{I}_1[s(\alpha_1)] = -\dot{I}_2[s(\alpha_2)]$, при $s(\alpha_1) = s(\alpha_2)$.

Переходя к заданной форме рамочного излучателя, в данном случае эллиптической рамке, используя (2), (3) и подставляя их в (4), после преобразований, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{\theta}(\theta, \varphi) &= a \cos \theta \int_{-\pi}^{\pi} \dot{I}[s(\alpha)] \exp[jka \sin \theta U(\varphi, \alpha, e)] V_{\theta}(\varphi, \alpha, e) d\alpha; \\ \dot{E}_{\varphi}(\theta, \varphi) &= a \int_{-\pi}^{\pi} \dot{I}[s(\alpha)] \exp[jka \sin \theta U(\varphi, \alpha, e)] V_{\varphi}(\varphi, \alpha, e) d\alpha, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} U(\varphi, \alpha, e) &= \sqrt{1 - e^2} \sin \varphi \sin \alpha + \cos \varphi \cos \alpha; \\ V_{\varphi}(\varphi, \alpha, e) &= \sqrt{1 - e^2} \cos \varphi \cos \alpha + \sin \varphi \sin \alpha; \\ V_{\theta}(\varphi, \alpha, e) &= \sqrt{1 - e^2} \sin \varphi \cos \alpha - \cos \varphi \sin \alpha. \end{aligned}$$

Необходимо отметить, что при вычислении интегралов в (5) в связи с изменением направления интегрирования по переменной α следует учесть, что для $\alpha \geq 0 \rightarrow \dot{I}[s(\alpha)] = \dot{I}[s(\alpha)]$, а для $\alpha \leq 0 \rightarrow \dot{I}[s(\alpha)] = \dot{I}^*[s(\alpha)]$, где «*» — обозначает комплексно-сопряженное значение. Тогда, рассматривая с этих позиций выражения (5), необходимо отметить, что для составляющей поля излучения $\dot{E}_{\theta}(\theta, \varphi)$ подынтегральное выражение в основных плоскостях $\theta = \pi/2$ и $\varphi = 0$ является нечет-

ной функцией относительно переменной интегрирования и соответственно $\dot{E}_\theta(\theta, \varphi) \cong 0$. Это свидетельствует также о линейном характере поляризации структуры излучаемого поля. Поэтому дальнейший анализ можно ограничить рассмотрением только составляющей $\dot{E}_\varphi(\theta, \varphi)$.

Представленные выражения (2) — (5) также справедливы для рамки круглой формы, у которой $a = b$, и соответственно $e = 0$ и $s(\alpha) = a\alpha$.

Решение электродинамической задачи определения амплитудно-фазового распределения тока в антенне $\dot{I}_i[s(\alpha_i)]$ даже для простых конфигураций излучающих проводников представляет определенную трудность, преодоление которой возможно на основе численного интегрирования. В данном случае использован обобщенный метод наводимых ЭДС, при помощи которого вычислены зависимости $\dot{I}_i[s(\alpha_i)]$ с учетом геометрических параметров и конфигурации антенны, соответствующих амплитудно-фазовых соотношений возбуждающих ЭДС, \dot{U}_1 и \dot{U}_2 [6].

На основании (5) проведено численное моделирование характеристик излучения рамочных антенн в широком диапазоне изменения их конструктивных и электрических параметров.

Расчет интегральных соотношений произведен численными методами в пакете MathCAD 7.0 Professional.

В качестве основных характеристик, определяющих направленные свойства рамочных излучателей, будем рассматривать:

- ДН в основных ортогональных плоскостях;
- параметры ДН, включающие в себя направление максимального излучения (режимы излучения); ширину главного лепестка ДН; коэффициент защитного действия (КЗД) антенны $\kappa_{\text{обр}}$;
- КНД антенны D .

Для вычисления указанных характеристик использованы следующие выражения:

$$\theta_{\text{max}} = \max(|E(\theta, \varphi = 0)|) \quad \text{и} \quad \varphi_{\text{max}} = \max(|E(\theta = \pi/2, \varphi)|); \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} 2\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 2\theta, \text{ где } \theta \text{ вычисляется из уравнения} \\ |E(\theta_{\text{max}}, \varphi = 0)| - 0,707 |E(\theta, \varphi = 0)| = 0; \\ 2\Delta\varphi_{-3\text{дБ}} = 2\varphi, \text{ где } \varphi \text{ вычисляется из уравнения} \\ |E(\theta = \pi/2, \varphi_{\text{max}})| - 0,707 |E(\theta = \pi/2, \varphi)| = 0; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\kappa_{\text{обр}} = 20 \lg \left(\frac{|E(\theta = \pi/2, \varphi_{\text{max}})|}{|E(\theta = \pi/2, \varphi_{\text{max}} - \pi)|} \right) \quad \text{или} \quad \kappa_{\text{обр}} = 20 \lg \left(\frac{|E(\theta_{\text{max}}, \varphi = 0)|}{|E(\theta_{\text{max}} - \pi, \varphi = 0)|} \right); \quad (8)$$

$$D = 10 \lg \left(\frac{4\pi |E(\theta_{\text{max}}, \varphi_{\text{max}})|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi} \right). \quad (9)$$

На первоначальном этапе исследований произведен расчет ДН антенны в виде рамки круглой формы диаметром 2,0 м, выполненной из цилиндрического проводника радиусом 25 мм для равноамплитудного и квадратурного (с фазовым сдвигом $\pi/2$) ее возбуждения на выделенных частотах диапазона 3...30 МГц. ДН исследуемой антенны в основных ортогональных плоскостях изображены на рис. 2, где на ДН отмечены соответствующие значения частоты в МГц. Согласно приведенным ДН видно изменение с частотой направленных свойств антенны, в том числе формирование режима излучения с кардиоидной ДН.

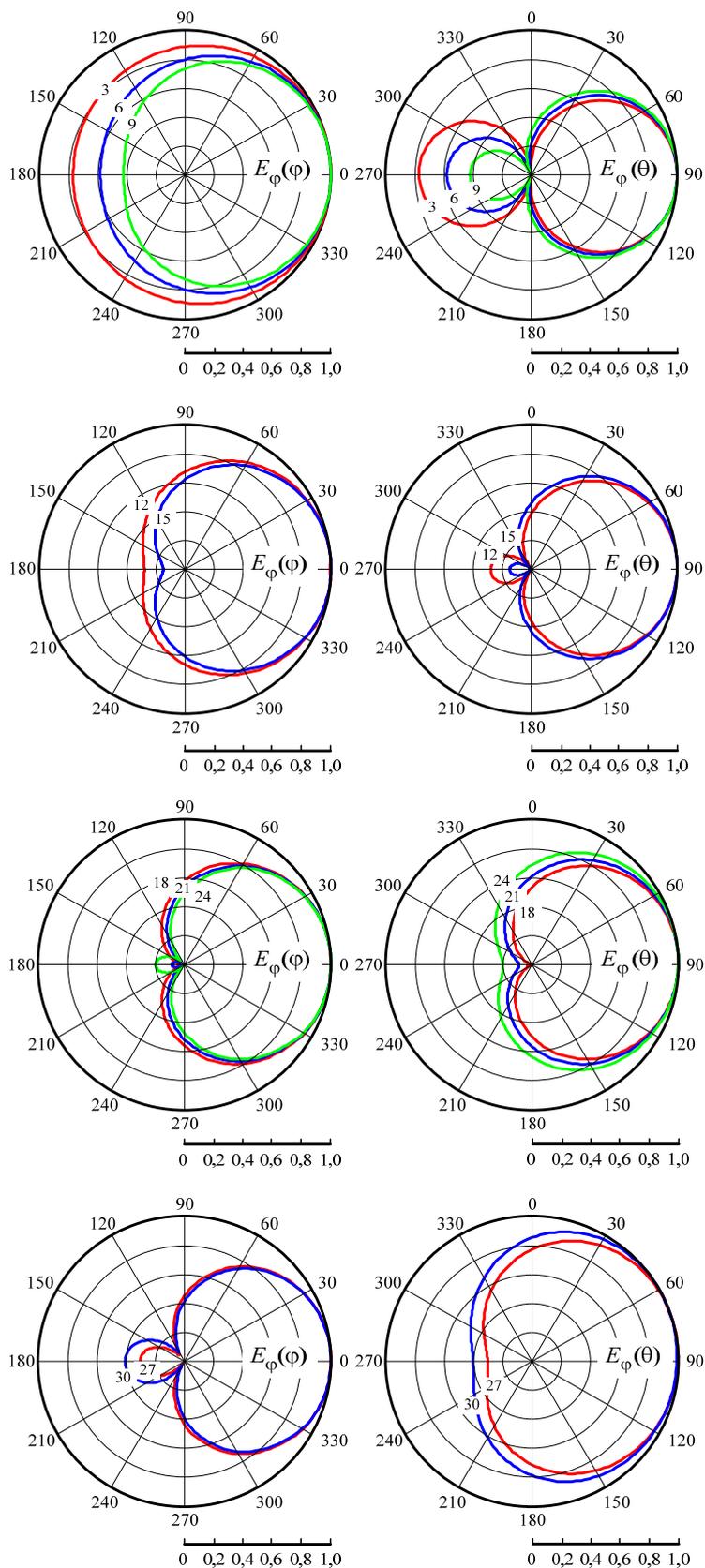


Рисунок 2 – ДН двухвходового рамочного излучателя на различных частотах

Аналогичные расчеты произведены для исследуемой антенны при другом фазовом сдвиге, которые показали качественное повторение частотного изменения направленных свойств. Поэтому, для систематизации результатов, их количественного описания проведен комплексный анализ частотного изменения параметров ДН исследуемой антенны при равноамплитудном и различном фазовом возбуждении входов антенны. Анализировались параметры ДН, такие как: направление максимального излучения φ_{\max} ; θ_{\max} ; ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности в основных ортогональных плоскостях, проходящих через центр антенны и направление максимального излучения $2\Delta\varphi_{-3\text{дБ}}$, $2\Delta\theta_{-3\text{дБ}}$; КЗД $\kappa_{\text{обр}}$ и их изменение от частоты и условий возбуждения исследуемой антенны.

Основные результаты данного анализа состоят в следующем:

1) Направление максимального излучения в диапазоне частот (3...30 МГц) при равноамплитудном и заданном фазовом возбуждении не изменялось и соответствовало: $\varphi_{\max} = 0$; $\theta_{\max} = \pi/2$.

2) Частотное изменение ширины главного лепестка ДН исследуемой антенны в ортогональных плоскостях $2\Delta\varphi_{-3\text{дБ}}$, $2\Delta\theta_{-3\text{дБ}}$ характеризуются определенной степенью взаимности, то есть уменьшение ширины главного лепестка ДН в одной из основных ортогональных плоскостей сопровождается увеличением ширины главного лепестка ДН в другой. Данное изменение характерно для всех из исследуемых фазовых соотношений возбуждающих ЭДС на входах антенны.

3) Частотное изменение КЗД носит ярко выраженный резонансный характер, то есть при постоянной разности фаз возбуждающих ЭДС формирование кардиоидной ДН с достаточно глубоким подавлением заднего излучения возможно лишь в незначительной полосе частот.

Частотные зависимости ширины главного лепестка ДН в основных ортогональных плоскостях и КЗД для заданного возбуждения приведены на отдельных графиках, изображенных на рис. 3. Численные значения разности фаз возбуждающих ЭДС отмечены на соответствующих графиках в кружках. Согласно приведенным графикам и сопоставления их с графиками рис. 2 видно, что для режима излучения с кардиоидной ДН характерно глубокое подавление излучения в обратном направлении и практически полное совпадение ширины главного лепестка ДН в основных ортогональных плоскостях.

Объединение результатов анализа частотного изменения параметров ДН рамочной антенны с двухточечным возбуждением в виде зависимости разности фаз возбуждающих ЭДС и частот, на которых происходит формирование кардиоидной ДН, показано на рис. 4. Качественный и количественный анализ полученных результатов проведен в сопоставлении с аналогичными по виду характеристиками направленности излучающей системы, состоящей из двух точечных элементов, расположенных на расстоянии $d_{\text{экв}}$ относительно друг друга. Точечные излучатели возбуждаются равноамплитудно с фазовым сдвигом $\Delta\psi$. Для формирования нуля суммарной ДН (противофазных электромагнитных полей точечных излучателей) в одном из направлений осевой линии сопоставляемой системы, вдоль которой расположены точечные излучатели, необходимо чтобы на заданной частоте (длине волны) фазовый сдвиг возбуждающих воздействий был равен $\Delta\psi = \pi - kd_{\text{экв}}$. Зависимость, построенная на основании данного выражения с подобранным значением $d_{\text{экв}}$, имеет вид асимптотической прямой, также изображена на рис. 4.

Согласно приведенным зависимостям можно утверждать, что принцип формирования кардиоидной ДН рамочным излучателем с двухточечным возбуждением основан не на суммировании полей в заданном направлении, создаваемых элементами излучателя [1], а на их вычитании в обратном направлении. Учитывая, что в данном случае $d_{\text{экв}} = 4,2$ м, а габаритный размер исследуемой антенны равен 2,0 м, то происходит эквивалентное удлинение рамочного излучателя более чем в 2 раза, а это, в свою очередь, упрощает практическую реализацию устройства возбуждения.

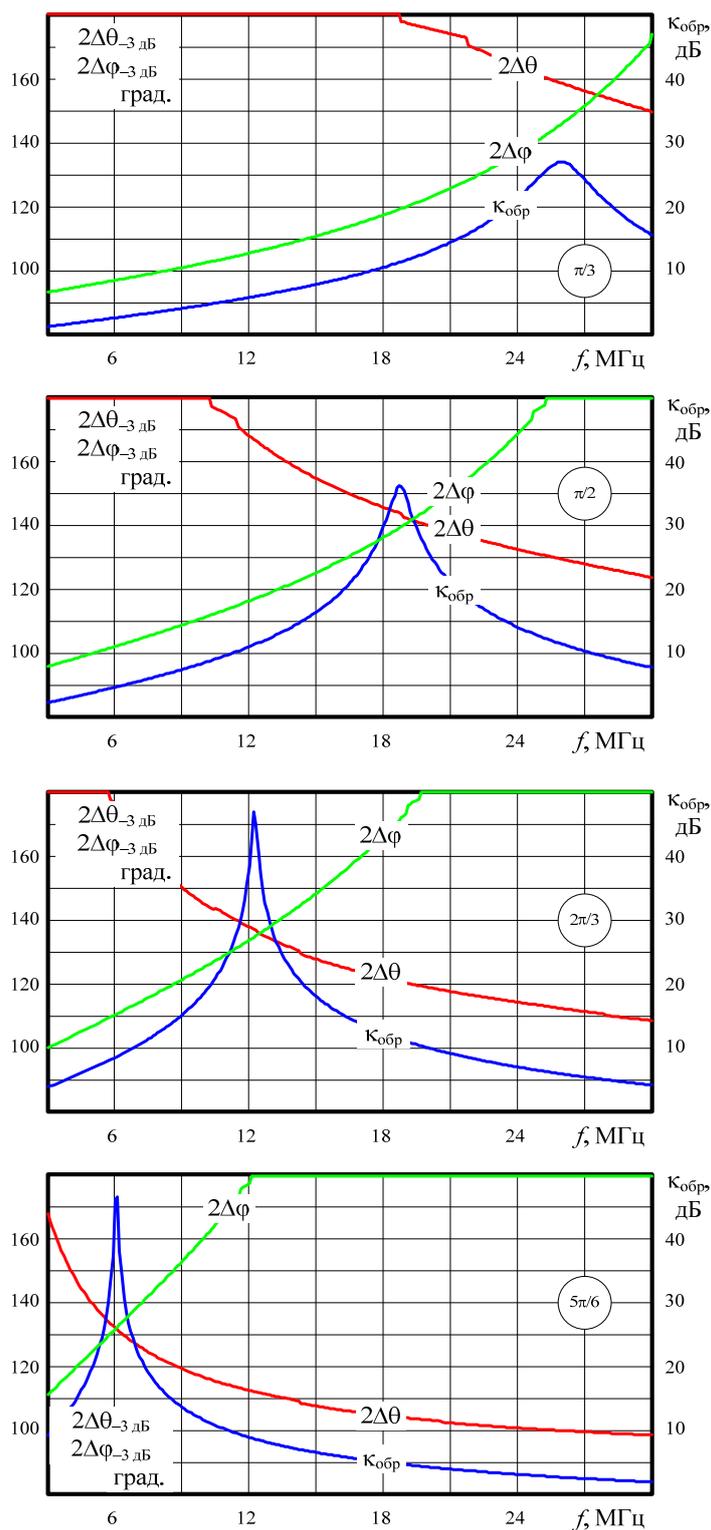


Рисунок 3 – Параметры ДН двухвходового рамочного излучателя

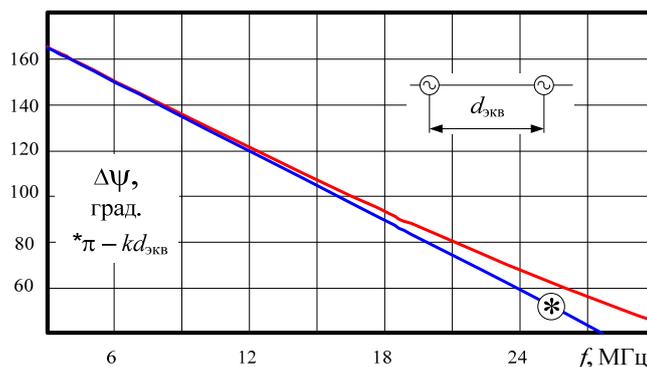


Рисунок 4 – Условие формирования кардиоидной ДН

Следующим этапом исследований был расчет КНД и анализ его изменения в зависимости от частоты и условий возбуждения исследуемой антенны. Соответствующие зависимости изображены на рис. 5, где численное значение разности фаз возбуждающих ЭДС также отмечены в кружках. Для сопоставления новых результатов с известными (см. например, [7]) на рис. 5 изображена также частотная зависимость КНД для случая возбуждения исследуемой антенны только через один из ее входов (возбуждающая ЭДС другого входа равна нулю) и обозначенная как 1,0 в двойном кружке. Данный случай соответствует рамочной антенны с традиционным одноходовым возбуждением. Спадающий характер КНД для данного случая обусловлен началом формирования режима осевого излучения и соответствующим уменьшением уровня излучения в плоскости рамки [7]. Согласно приведенным зависимостям во всем диапазоне частот (3...30 МГц) КНД исследуемой антенны при различных условиях возбуждения превышает аналогичные значения КНД с одноходовым возбуждением. Частоты, при которых наблюдаются максимальные значения КНД, практически соответствуют режиму излучения с кардиоидной ДН, причем численные значения максимального КНД практически в 2 раза (на 3 дБ) превышают КНД традиционного рамочного излучателя.

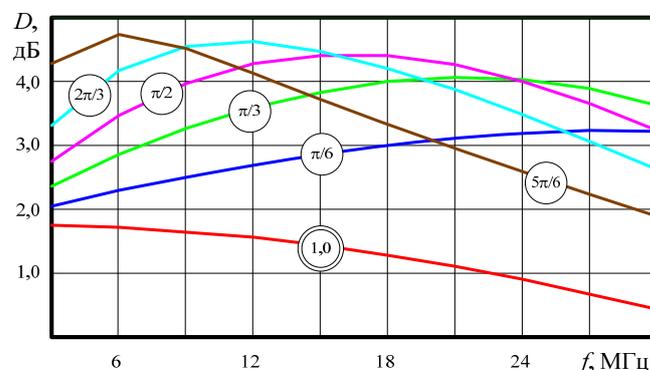


Рисунок 5 – КНД двухвходового рамочного излучателя при различном возбуждении

В ходе исследований также анализировалось частотное изменение параметров характеристик направленности, КНД при продольном и поперечном сжатии рамочного излучателя, то есть эллиптического рамочного излучателя. Результаты данных исследований показали, что при продольном сжатии (вдоль оси OX), как показано на рис. 1, б, формирование кардиоидной ДН происходит в более низкочастотной области, а при поперечном сжатии (вдоль оси OY) — в высокочастотной области. Пределы смещения резонансной области по частоте зависят от эксцентриситета эллипса и проявляются при значительном сжатии в ту или иную сторону. Незначительное увеличение абсолютного значения КНД происходит лишь при продольном сжатии (не более 0,4 дБ). Численные значения КНД исследуемой антенны относительно КНД одноходовой круглой рамки постоянны при различных направлениях сжатия.

Таким образом, в результате проведенных исследований можно сформулировать ряд выводов:

– рамочный излучатель с двухточечным равноамплитудным возбуждением позволяет сформировать кардиоидную ДН с глубоким провалом в обратном направлении (максимальным КЗД) и с близкими значениями ширины главного лепестка ДН в основных ортогональных плоскостях, максимальный КНД антенны равен 3,0 (4,77 дБ);

– изменение фазового сдвига возбуждающих ЭДС от $\pi/2$ в сторону увеличения (уменьшения) приводит к смещению частот режима с кардиоидной ДН в низкочастотную (высокочастотную) область. Получена зависимость разности фаз возбуждающих ЭДС и частот, на которых происходит формирование кардиоидной ДН;

– незначительное сжатие рамочного излучателя в продольном или поперечном направлении (придание рамочному излучателю формы эллипса) не приводит к существенному изменению его направленных свойств, что очень принципиально при эксплуатации данной антенны, в том числе на подвижном объекте.

К направлениям дальнейших исследований в данной области следует отнести реализацию широкодиапазонного устройства возбуждения как с постоянным, так и с переменным фазовым сдвигом, исследований рамочной антенны с устройством возбуждения и с изменением положения источников возбуждения друг относительно друга.

Литература

1. *Антенны УКВ*; под ред. Г.З. Айзенберга. – В 2-х кн. – М.: Связь, 1977. – Том 1. – 384 с.
2. *Проценко М.Б.* Широкодиапазонная малогабаритная антенна с повышенной направленностью излучения / М.Б. Проценко, В.В. Громоздин // Радиотехника: Всеук. Межвед. науч.-техн. сб. – Харьков. – 2002. – Вып. 125. – С. 8–12.
3. *Проценко М.Б.* Принцип построения широкодиапазонной антенны на основе рамочного излучателя / М.Б. Проценко, Н.И. Мамедов // Матер. Междунар. научн.-техн. конференции «Проблемы современной радиотехники, телевидения и связи», (Баку, 4-6 июня 2007). – Баку, 2007. – С.78-82.
4. *Protsenko M.B.* Loop antenna with Two-Point Excitation / M.B. Protsenko, N.I. Mamedov // Proc. of IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 1-5 June. 2009. – Charleston, SC, USA. – 2009. – 1 p.
5. *Мамедов Н.И.* Исследование малогабаритной рамочной антенны для мобильных систем СЧ-ВЧ радиосвязи / Н.И. Мамедов, М.Б. Проценко // Матер. наук.-метод. конф. «Сучасні проблеми телекомунікацій і підготовка фахівців в галузі телекомунікацій», (Львів, 28-30 жовтня 2009). – Львів, Україна. – 2009. – С.11-13.
6. *Проценко М.Б.* Обобщенный метод наводимых ЭДС для анализа криволинейных проволочных антенн / М.Б. Проценко, Н.И. Мамедов // Моделирование та інформаційні технології: зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. – Вып. 54. – К.: 2009. – С. 146-153.
7. *Лобкова Л.М.* Частотные характеристики входного сопротивления рамочной антенны / Л.М. Лобкова, М.Б. Проценко, О.А. Посный // Изв. вузов. Сер. радиоэлектроника. – 1998. – Т. 41. – №12. – С. 20-25. [L.M. Lobkova, M.B. Protsenko, and O.A. Posnyi // Frequency Characteristics of the Loop Antenna Input Impedance. Radioelectronics and Communications Systems. Allerton Press, Inc., New York, USA, 1998. – Vol.41. – №12. – P.12-16. (in English)].