



УДК 621.396.67

Е. В. Волхонская, Е. В. Коротей

Балтийский федеральный университет им. И. Канта

Теоретические аспекты в оценке направленных свойств рамочных антенн

Предложен общий теоретический подход к оценке направленных свойств рамочных антенн типа "квадрат". Проведено сравнение полученных результатов с известными положениями теории магнитных рамочных антенн. Изложенный подход позволил объединить существующие теоретические и практические подходы к оценке направленных свойств магнитных и петлевых рамочных антенн. Он может быть положен в основу модельных исследований свойств проволочных антенн замкнутого типа любой конфигурации.

Рамочная антенна, магнитная рамочная антенна, амплитудная характеристика направленности, действующая длина, коэффициент направленного действия, сопротивление излучения

Рамочные антенны широко применяются в качестве излучающих и приемных антенн в системах различного радиотехнического назначения, например, при радиопеленгации, в радиотехническом контроле диапазона частот от 0.03 до 30 МГц, для регистрации и измерения синусоидальных, шумовых и импульсных магнитных полей, поиска технических каналов утечки информации. В ряде литературных источников, как отечественных, так и зарубежных [1]–[4], уделено большое внимание практическому применению, конструктивному исполнению, симметрированию и согласованию таких антенн. Однако до настоящего времени отсутствует стройная теория оценки их направленных свойств и электрических параметров.

В работах [4]–[8] в основном рассмотрена оценка направленных свойств так называемых магнитных рамочных антенн; в [4], [7], [8] приведены результаты исследований поля в дальней зоне так называемых петлевых рамочных антенн. В [9] при расчете амплитудных характеристик направленности проволочных антенн открытого и замкнутого типов учтена лишь меридиональная составляющая вектора напряженности электрического поля, а радиальная и азимутальная составляющие не рассматриваются. В [5] рассмотрены только магнитные рамочные антенны, причем расчетные выражения для амплитуды наводимой ЭДС и действующей длины получены с учетом ряда допущений, нуждающихся, по мнению авторов настоящей статьи, в обосновании. В [6] приведен

ряд аналитических выражений для оценки свойств магнитной рамочной антенны на основании принципа взаимозаменяемости полей электрических и магнитных токов. В справочнике [7] даны аналитические выражения для оценки двух компонентов напряженности электрического поля в дальней зоне для короткозамкнутой, разомкнутой и широкополосной кольцевых антенн, а также ориентировочные выражения для оценки их сопротивления излучения, полученные в предположении постоянства амплитуды тока вдоль кольца. В [10] проанализированы экспериментально исследованные свойства петлевых антенн. Работа [4] содержит обзор литературных источников, посвященных исследованию свойств магнитных и волновых кольцевых рамочных антенн, однако для антенн последнего типа приведены лишь иллюстративные материалы. В [8] использован общий теоретический подход, позволяющий рассчитать поле излучения проволочной антенны в дальней зоне по известному закону распределения амплитуды тока, однако его применение продемонстрировано лишь для оценки основных параметров кольцевых антенн с равноамплитудным и синфазным распределением тока в рамке. Таким образом, имеется необходимость развития общего подхода к теоретической оценке направленных свойств рамочных антенн любого типа, который может быть применен в их модельных исследованиях.

Отправной точкой при оценке направленных свойств рамочной антенны является предположение

о виде распределения тока в проводнике. По аналогии с длинной линией рамочную антенну можно представить отрезком такой линии, короткозамкнутым на конце. Тогда при условии малости диаметра проводника по сравнению с длиной волны распределение носит косинусоидальный характер:

$$I_m(\zeta) = I_{мп} \cos[k(4l - \zeta)], \quad (1)$$

где ζ – криволинейная координата, отсчитываемая вдоль рамки; $I_{мп}$ – ток в пучности; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина волны); l – полуширина рамки.

Используя закон распределения тока в рамке (1), можно определить поле, создаваемое рамкой в дальней зоне, а значит, оценить ее направленные свойства. Общий подход к нахождению поля излучения антенны в дальней зоне определен основными выражениями теории излучения радиоволн, изложенной в [8]. Согласно этой теории поле излучения системы прямолинейных проводников с током описывается следующими выражениями:

$$\dot{E}_{m\theta}(\theta, \varphi) = -A(r) [N_x \cos \theta \cos \varphi + N_y \cos \theta \sin \varphi - N_z \sin \theta]; \quad (2)$$

$$\dot{E}_{m\varphi}(\theta, \varphi) = A(r) [N_x \sin \varphi - N_y \cos \varphi],$$

где $\dot{E}_{m\theta}$ и $\dot{E}_{m\varphi}$ – комплексные амплитуды компонент вектора электрического поля в сферической системе координат r, θ, φ (r – радиус-вектор, исходящий из общего центра декартовой и сферической систем координат; θ – угол между направлением радиуса-вектора и осью Oz декартовой системы координат; φ – угол между проекцией радиуса-вектора на плоскость xOy и осью Ox декартовой системы координат);

$$A(r) = \frac{j60\pi \exp(-jkr)}{\lambda r};$$

$$\left. \begin{aligned} N_x &= \int_l I_m(\xi) \exp(jk\Delta r) \cos(\xi, x) d\xi; \\ N_y &= \int_l I_m(\xi) \exp(jk\Delta r) \cos(\xi, y) d\xi; \\ N_z &= \int_l I_m(\xi) \exp(jk\Delta r) \cos(\xi, z) d\xi, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

причем j – мнимая единица; r – расстояние от начала сферической системы координат до точки наблюдения в дальней зоне; $I_m(\xi)$ – амплитуда тока в проводнике; ξ – координата, отсчитываемая вдоль оси проводника с током; Δr – разность

хода лучей, идущих из начала сферической системы координат и точки на рассматриваемом проводнике с током до точки наблюдения; $\cos(\xi, x)$, $\cos(\xi, y)$ и $\cos(\xi, z)$ – направляющие косинусы для выбранного направления ξ .

Поместив начало сферической системы координат в центр рамки и направив оси Oz и Ox так, как показано на рис. 1, получим следующие выражения разностей хода лучей Δr , входящих в выражения (3), для каждого из прямолинейных проводников с током:

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta r_1 &= -\xi_1 \sin \theta \cos \varphi - l \cos \theta; \\ \Delta r_2 &= -l \sin \theta \cos \varphi - (l - \xi_2) \cos \theta; \\ \Delta r_3 &= -(l - \xi_3) \sin \theta \cos \varphi + l \cos \theta; \\ \Delta r_4 &= l \sin \theta \cos \varphi + (l - \xi_4) \cos \theta; \\ \Delta r_5 &= (l - \xi_5) \sin \theta \cos \varphi - l \cos \theta. \end{aligned} \right. \quad (4)$$

Направив ось ξ поочередно вдоль каждого из отрезков рамки (рис. 1), с использованием выражений (4) получим выражения ненулевых интегралов, определяемых выражениями (3):

$$\begin{aligned} N_{x1} &= \frac{I_{мп}}{jk} e^{-jkl \cos \theta} \left\{ -e^{-jkl \sin \theta \cos \varphi} \times \right. \\ &\quad \times [\cos(3kl) \sin \theta \cos \varphi - j \sin(3kl)] + \\ &\quad \left. + [\cos(4kl) \sin \theta \cos \varphi - \right. \\ &\quad \left. - j \sin(4kl)] \right\} / [1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi]; \\ N_{z2} &= \frac{I_{мп}}{jk} e^{-jkl \sin \theta \cos \varphi} \left\{ -e^{jkl \cos \theta} \times \right. \\ &\quad \times [\cos(kl) \cos \theta + j \sin(kl)] + \\ &\quad \left. + e^{-jkl \cos \theta} [\cos(3kl) \cos \theta + \right. \\ &\quad \left. + j \sin(3kl)] \right\} / \sin^2 \theta; \end{aligned}$$

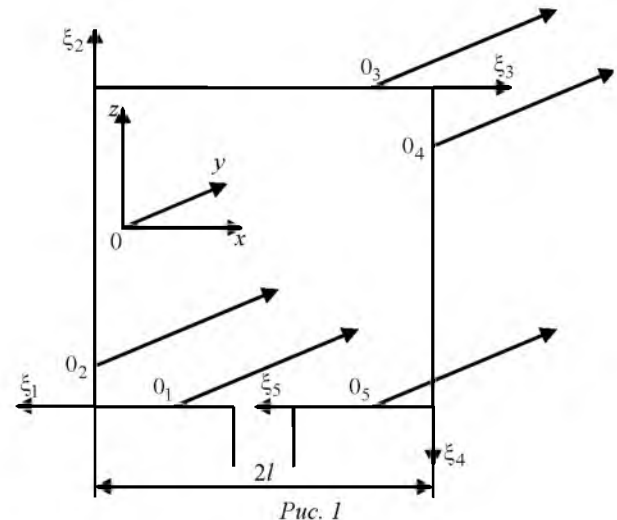


Рис. 1

$$\begin{aligned}
 N_{x3} &= \frac{2I_{m\Pi}}{k} e^{jkl \cos \theta} \times \\
 &\times \left\{ \sin(kl) \cos[kl \sin \theta \cos \varphi] - \right. \\
 &\quad \left. - \cos(kl) \sin[kl \sin \theta \cos \varphi] \times \right. \\
 &\quad \left. \times \sin \theta \cos \varphi \right\} / \left[1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi \right]; \\
 N_{z4} &= \frac{I_{m\Pi}}{jk} e^{jkl \sin \theta \cos \varphi} \times \\
 &\times \left\{ -e^{-jkl \cos \theta} \left[\cos(3kl) \cos \theta + j \sin(3kl) \right] + \right. \\
 &\quad \left. + e^{jkl \cos \theta} \left[\cos(kl) \cos \theta + j \sin(kl) \right] \right\} / \sin^2 \theta; \\
 N_{x5} &= \frac{I_{m\Pi}}{jk} e^{-jkl \cos \theta} \left\{ e^{jkl \sin \theta \cos \varphi} \times \right. \\
 &\quad \times \left[\cos(3kl) \sin \theta \cos \varphi + j \sin(3kl) \right] - \\
 &\quad \left. - \left[\cos(4kl) \sin \theta \cos \varphi + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + j \sin(4kl) \right] \right\} / \left[1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi \right].
 \end{aligned}$$

Тогда в соответствии с общими выражениями (2) комплексные амплитуды компонент электрического поля в дальней зоне могут быть определены в виде

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_{m\theta}(\theta, \varphi) &= \\
 &= -A(r) \left[(N_{x1} + N_{x3} + N_{x5}) \cos \theta \cos \varphi - \right. \\
 &\quad \left. - (N_{z2} + N_{z4}) \sin \theta \right]; \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$\dot{E}_{m\varphi}(\theta, \varphi) = A(r) (N_{x1} + N_{x3} + N_{x5}) \sin \theta.$$

С учетом (5) амплитудная характеристика направленности антенны в дальней зоне, т. е. амплитуда электрического поля, создаваемого рамочной антенной в дальней зоне в направлении, определяемом сферическими углами θ , φ , определяется как

$$E_m(\theta, \varphi) = \sqrt{|\dot{E}_{m\theta}(\theta, \varphi)|^2 + |\dot{E}_{m\varphi}(\theta, \varphi)|^2}. \quad (6)$$

В общем виде выражение (6) не поддается существенному упрощению. Однако в случае короткой (магнитной) рамки, когда выполняется условие $kl \ll 1$, оно принимает более простой вид [8]:

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_m(\theta, \varphi) &= 4(kl)^2 \dot{E}_m \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \varphi} = \\
 &= 4(kl)^2 E_m \sin \theta', \quad (7)
 \end{aligned}$$

где $\dot{E}_m = 30I_{m\Pi} \exp(-jkr)/r$, а угол θ' отсчитывается от перпендикуляра к плоскости рамки.

Общее выражение (6) для амплитуды электрического поля, создаваемого рамочной антенной в дальней зоне, позволяет оценить ее направленные

свойства в трех главных плоскостях. Если полагать, что антенна ориентирована вертикально относительно поверхности Земли, и не учитывать влияние этой поверхности, то горизонтальной плоскости будет соответствовать условие $\theta = \pi/2$; вертикальной плоскости, содержащей рамочную антенну, $-\varphi = 0$; вертикальной плоскости, перпендикулярной рамке, $-\varphi = \pi/2$. Нормированные диаграммы направленности в главных плоскостях для различных соотношений периметра рамки и длины волны приведены на рис. 2 (при $L_H = 8l/\lambda = 0.01$), 3 ($L_H = 0.1$), 4 ($L_H = 0.4$) и 5 ($L_H = 1$). На рис. 2–5, фрагменты *a* представлены диаграммы в вертикальной плоскости, содержащей рамку; на рис. 2–5, фрагменты *b* – в вертикальной плоскости, перпендикулярной рамке; на рис. 2–5, фрагменты *в* – в горизонтальной плоскости.

С учетом практического применения в первую очередь необходимо проанализировать направленность рамочной антенны в горизонтальной плоскости. Анализ диаграмм направленности на рис. 2–5 (фрагменты *в*) позволил сделать вывод о том, что для малых периметров рамки направленные свойства антенны аналогичны свойствам элементарного магнитного диполя. Так, на рис. 2, *в* ($kl \ll \lambda$) диаграмма имеет вид правильной восьмерки, ее максимумы соответствуют углам $\varphi = 0$ и π , а минимум – $\varphi = \pi/2$, т. е. направление максимального излучения лежит в плоскости рамки, а минимум – в перпендикулярной плоскости. С ростом периметра рамки относительно длины волны до значений $L_H = 0.1$ (см. рис. 3, *в*) значение минимума возрастает, но не превосходит значения максимума. Начиная с данного значения периметра рамки происходит коренное изменение направленных свойств и уже при $L_H = 0.4$ (см. рис. 4, *в*) направления максимума и минимума меняются местами. При дальнейшем росте периметра рамки минимальное значение нормированной диаграммы направленности уменьшается, и при $L_H = 1$ диаграмма направленности снова принимает вид правильной восьмерки, но ориентированной перпендикулярно плоскости рамки (см. рис. 5, *в*). Полученная для этого значения периметра диаграмма совпадает с приведенной в [4] диаграммой направленности волновой рамочной антенны.

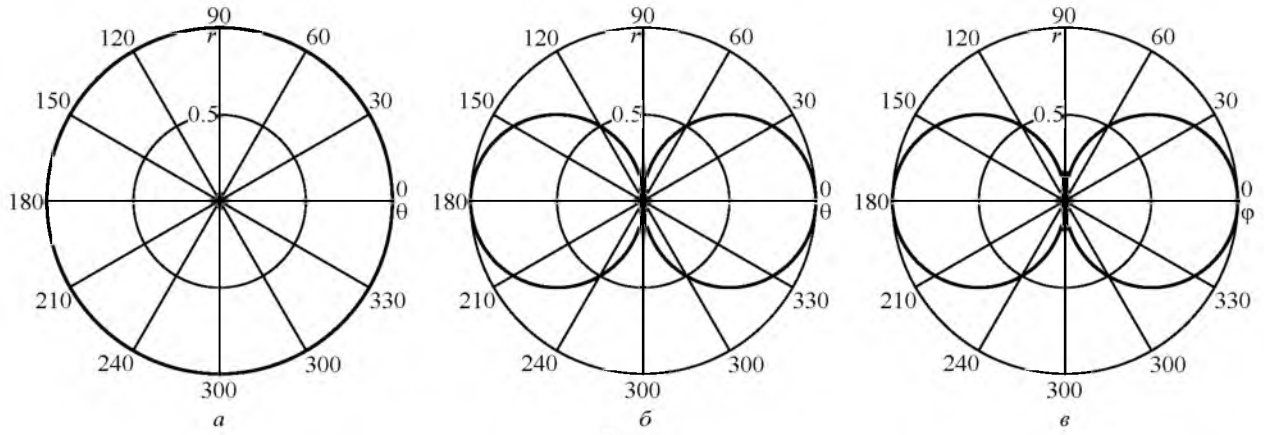


Рис. 2

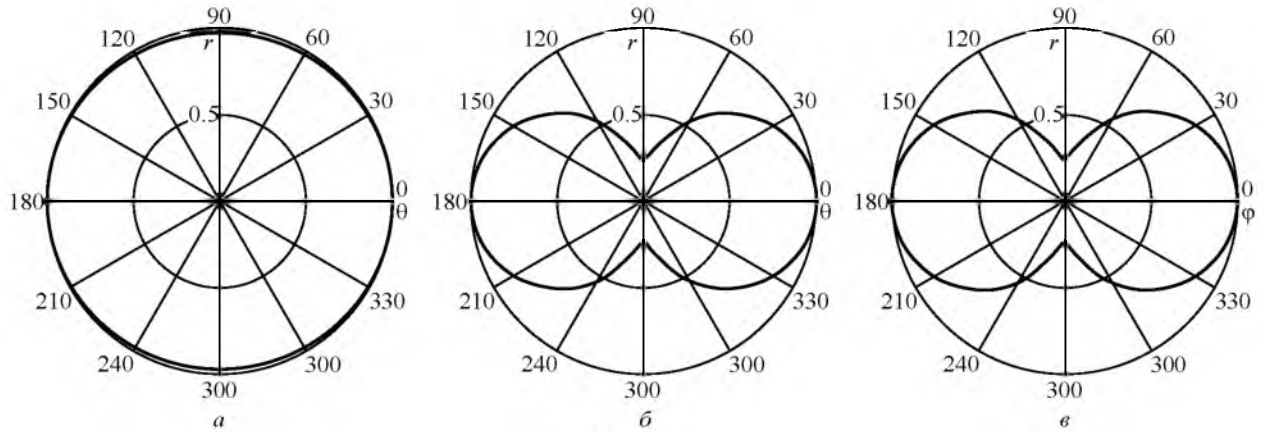


Рис. 3

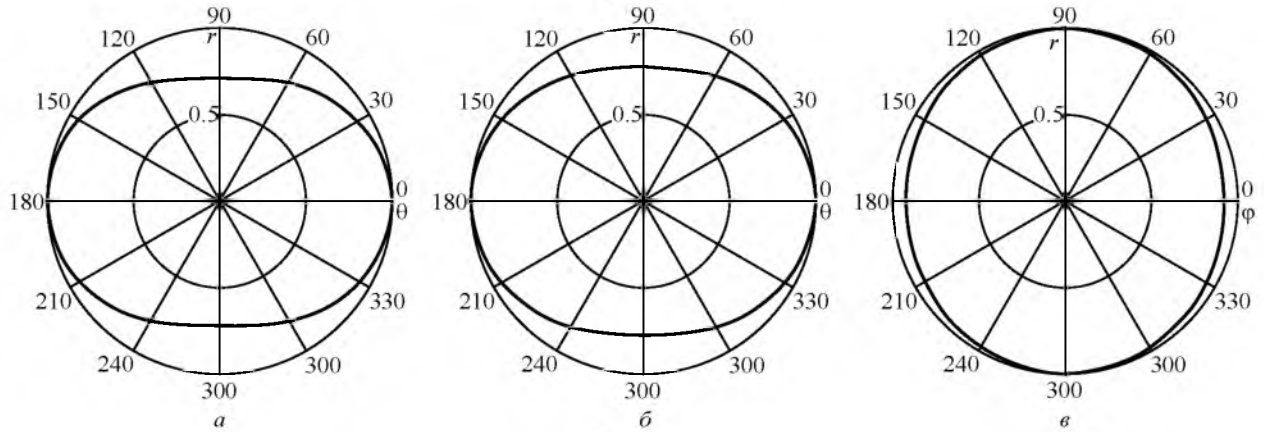


Рис. 4

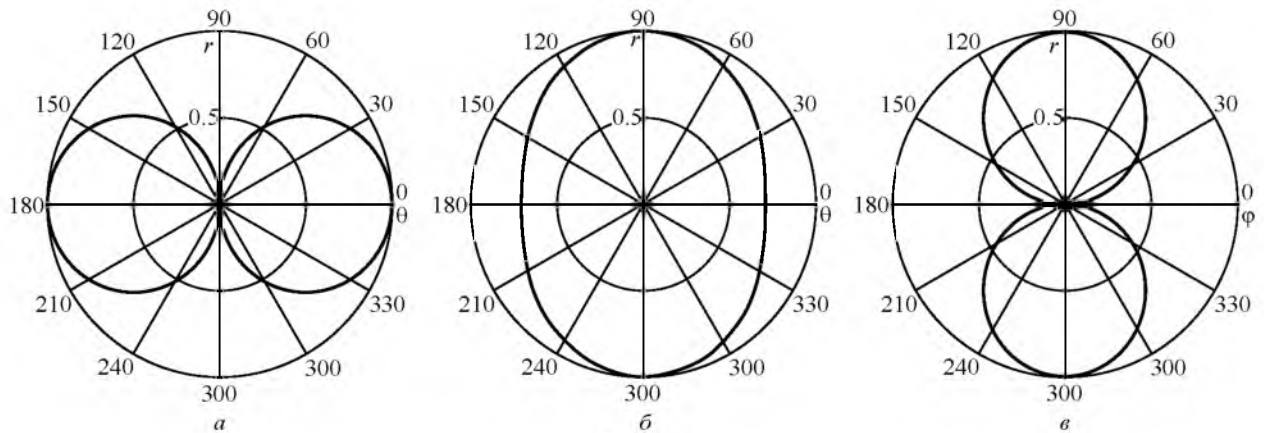


Рис. 5

Такое изменение направленных свойств объясняется изменением амплитудного распределения тока в рамке. При малом периметре амплитуда тока неизменна вдоль всей рамки и поля, создаваемые ее вертикальными сторонами, противофазны, а поля горизонтально расположенных проводников с током характеризуются нулевой разностью хода лучей и, следовательно, гасят друг друга. Поля вертикально расположенных проводников с током характеризуются нулевой разностью хода лучей в направлении, перпендикулярном плоскости рамки, и максимальной – в направлениях, лежащих в ее плоскости. Из-за противофазности полей в первом случае наблюдается минимум поля излучения, а во втором – максимум. При переходе к волновой рамке ($L_{\text{н}} = 1$) амплитудное распределение тока в ней становится гармоническим, поля горизонтальных проводников с током – синфазными, а поля вертикальных проводников с током – практически равными нулю из-за наличия на них одинаковых по длине участков с противоположно направленными токами. Из-за синфазности полей отдельных проводников с током максимум поля излучения наблюдается в направлении нулевой разности хода лучей (перпендикулярно плоскости рамки), а минимум – в направлении максимальной разности хода лучей (в плоскости рамки).

При дальнейшем увеличении периметра рамки направленные свойства продолжают изменяться. Важными для практики случаями являются так называемые резонансные длины рамок, т. е. $L_{\text{н}} = n$, $n \in Z$ [1]. На рис. 6 представлены нормированные диаграммы направленности такой вертикальной рамочной антенны в горизонтальной плоскости. Рис. 6, а соответствует $n = 3$; рис. 6, б – $n = 5$; рис. 6, в – $n = 7$. Из рис. 6 видно, что ис-

пользование рамочной антенны при периметрах $L_{\text{н}} \geq 5$ становится неэффективным из-за появления вторичных главных максимумов и роста уровня боковых лепестков.

Выражение (6) для амплитудной характеристики направленности позволяет также оценить действующую длину, коэффициент направленного действия (КНД) и сопротивление излучения рамочной антенны. Для оценки действующей длины применен подход, описанный в [6], [8]. Согласно ему для определения действующей длины антенны достаточно использовать эквивалент с известным значением данного параметра. Тогда при прочих равных условиях исследуемая антенна и эквивалент должны создавать в направлении максимального излучения одну и ту же амплитуду напряженности электрического поля, что, в конечном счете, и определяет значение действующей длины:

$$l_{\text{д}} = E_{\text{max}} r / (30 k I_{\text{мп}}), \quad (8)$$

где E_{max} – максимальная напряженность электрического поля, создаваемого антеннами, а в качестве эквивалента выбран элементарный магнитный диполь.

На рис. 7 представлены результаты численного расчета (в соответствии с выражением (8)) действующей длины рамочной антенны для различных значений нормированного периметра рамки. Отдельными зависимостями на рис. 7 приведены графики изменения действующей длины квадратной рамочной антенны для разных диапазонов значений периметра рамки: а – $L_{\text{н}} \leq 0.1$; б – $0.1 \leq L_{\text{н}} \leq 1$; в – $1 \leq L_{\text{н}} \leq 7$. Проведенное сравнение модельной и теоретической зависимостей [5], [6], [8] действующей длины от периметра магнитной рамочной антенны показало полное совпа-

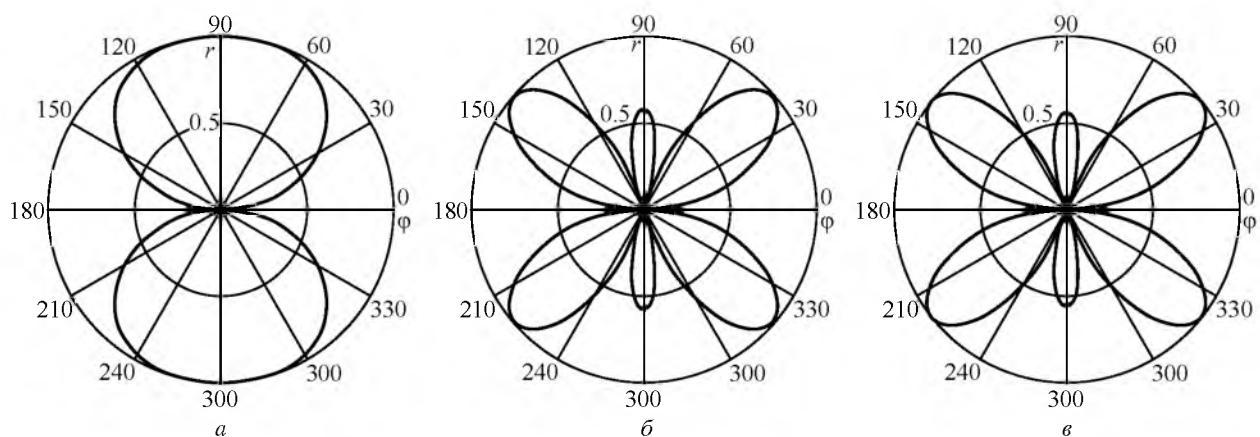
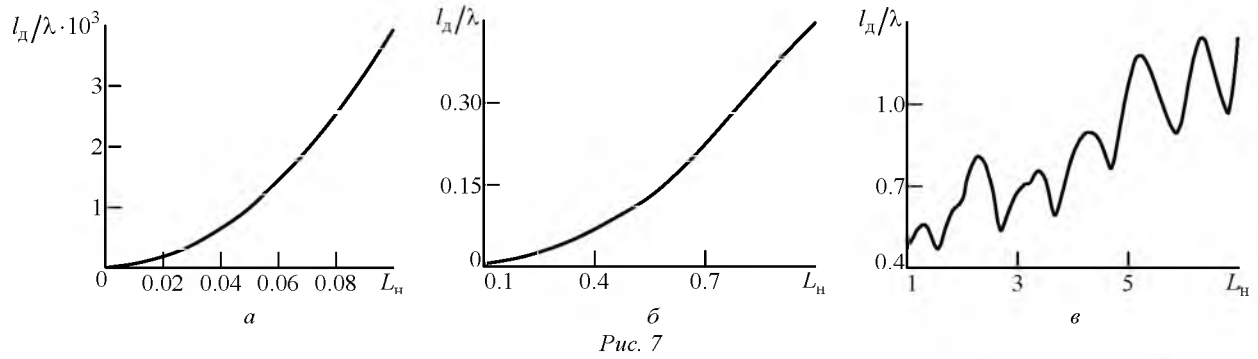


Рис. 6



ление результатов. Теоретическая зависимость получается комбинацией выражений (7) и (8):

$$E_{\max} = 4(kl)^2 E_m = 4(kl)^2 30I_{m\Pi}/r \Rightarrow l_d = E_{\max} r / (30kI_{m\Pi}) = k4l^2 = kS,$$

где S – площадь рамки.

При малых значениях периметра рамки действующая длина растет прямо пропорционально квадрату периметра. Однако при значениях периметра $0.6 \leq L_H \leq 1.2$ рост действующей длины замедляется и она растет практически линейно. Начиная со значения периметра рамки $L_H \approx 1.2$ в законе изменения ее действующей длины проявляется колебательный характер. Несмотря на непериодичность функции, локальные максимумы действующей длины повторяются примерно через один и тот же интервал ($\approx \lambda$).

Численный расчет значения КНД рамочной антенны проводится по амплитудной характеристике направленности (6):

$$D = \frac{4\pi E_{\max}^2}{2\pi \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E_m(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (9)$$

На рис. 8 представлены результаты численного расчета КНД рамочной антенны в соответствии с выражением (9) для различных значений

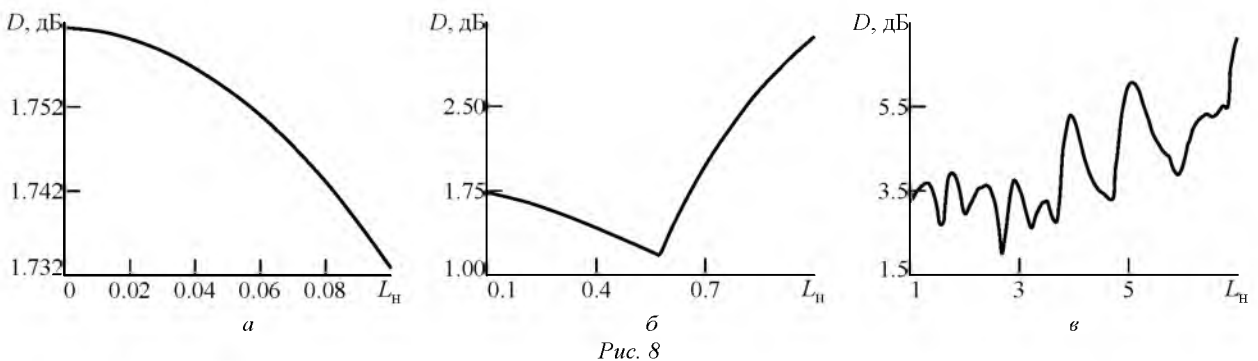
периметра рамки: $a - L_H \leq 0.1$; $b - 0.1 \leq L_H \leq 1$; $c - 1 \leq L_H \leq 7$. Из рис. 8 следует, что КНД рамочной антенны при периметре рамки $L_H \leq 0.1$ остается неизменным и составляет приблизительно 1.5 (т. е. 1.75 дБ), что соответствует известному теоретическому значению [8]. При увеличении периметра рамки до значений $L_H \approx 0.55$ наблюдается спад КНД до значения порядка 1.2 дБ. Дальнейшее увеличение периметра рамки приводит к сложному колебательному закону изменения КНД, анализ которого позволяет лишь утверждать, что в среднем КНД возрастает с ростом периметра рамки.

При построении зависимости сопротивления излучения рамочной антенны от периметра рамки (рис. 9) использован стандартный подход, заключающийся в интегрировании модуля вектора Пойнтинга:

$$R_{\Sigma} = \frac{1}{I_m^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \Pi(\theta, \varphi) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{1}{I_m^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{E_m^2(\theta, \varphi)}{120\pi} r^2 \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (10)$$

где $\Pi(\theta, \varphi)$ – модуль вектора Пойнтинга.

Как и на предыдущих рисунках, на рис. 9 зависимость разделена на три диапазона значений периметра рамки: $a - L_H \leq 0.1$; $b - 0.1 \leq L_H \leq 1$;



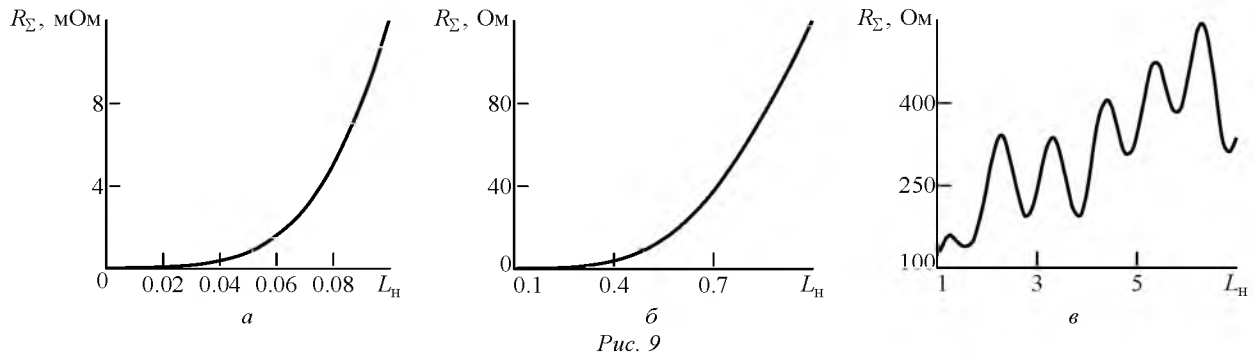


Рис. 9

в – $1 \leq L_H \leq 7$. Расчет сопротивления излучения магнитной рамочной антенны (см. рис. 9, в) по выражению (10) дал результат, полностью совпадающий с известной теоретической зависимостью [6]–[8], полученной комбинацией выражений (7) и (10):

$$R_{\Sigma} = 320\pi^4 (2l/\lambda)^4 = 320\pi^4 (S/\lambda^2)^2.$$

Из рис. 9 следует, что при малых периметрах рамки сопротивление излучения рамочной антенны возрастает прямо пропорционально четвертой степени ее периметра (или прямо пропорционально квадрату ее площади). При увеличении периметра рамки свыше $L_H \leq 0.1$ рост замедляется, а при периметрах, больших $L_H \leq 0.7$, становится практически линейным. При дальнейшем увеличении периметра рамки (свыше $L_H \approx 1$), как и для действующей длины, закон изменения начинает носить колебательный характер, причем локальные максимумы сопротивления излучения совпадают с соответствующими локальными мак-

симумами действующей длины. Сопротивления излучения в 50 и 75 Ом, обеспечивающие режим бегущей волны в стандартных фидерных линиях связи, достигаются при периметрах рамки, равных 0.75 и 0.85 соответственно. Применение рамочных антенн с большим значением периметра потребует использования согласующего устройства.

В настоящей статье предложен общий теоретический подход к оценке направленных свойств рамочных антенн типа "квадрат" произвольного периметра по отношению к длине волны. Представленный подход позволил объединить существующие теоретические и практические подходы в оценке направленных свойств магнитных и петлевых рамочных антенн, что подтверждается сравнительной оценкой полученных результатов с известными положениями, относящимися к теории магнитных рамочных антенн. Подход, использованный при выводе аналитических выражений для поля излучения в дальней зоне, может быть положен в основу модельных исследований свойств проволочных антенн замкнутого типа любой конфигурации в процессе их проектирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Григоров И. Н. Практические конструкции антенн. М.: ДМК Пресс, 2005. 352 с.
2. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. М.: ИП РадиоСофт; журн. "Радио", 2005. Ч. II: Основы и практика. 288 с.
3. Ротхаммель К. Энциклопедия антенн: в 2 т. 11-е изд. М.: ДМК Пресс, 2011. 812 с.
4. Lecture 11: Loop antennas / by Prof. Natalia K. Nikolova. ANTENTOP-03-2004, № 004 // URL: <http://www.antentop.bel.ru>
5. Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д. Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов. М.: Радио и связь, 1989. 352 с.
6. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд. М.: Энергия, 1975. 528 с.
7. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиодетали. Цепи с сосредоточенными параметрами. Линии передачи. Волноводы. Резонаторы. Антенны. Распространение радиоволн: радиотехн. справ. / пер. с нем. М.: Госэнергоиздат, 1960. Т. I. 416 с.
8. Драбкин А. Л., Зуенко В. Л. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1961. 816 с.
9. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко и др. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1985. 536 с.
10. Беньковский З., Липинский Э. Любительские антенны коротких и ультракоротких волн / пер. с польск.; под. ред. О. П. Фролова. М.: Радио и связь, 1983. 480 с.

E. V. Volkhonskaya, E. V. Korotey
Immanuel Kant Baltic federal university

Theoretical aspects in an evaluation of the directed properties of loops

The general theoretical approach in an evaluation of the directed properties of "square" loops is offered in this article. Also the comparative evaluation of the received results with known elements of the theory of "magnetic" loops is carried out. The stated approach allowed to unite existing theoretical and practical approaches in an evaluation of the directed properties both "magnetic" loops and loops, and can be the basis for model researches of properties of wire antennas of the closed type of any configuration.

Loop, magnetic loop, field pattern, effective length, directivity, radiation resistance

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2014 г.

УДК 621.396.67.012.12

К. А. Лайко, Ю. О. Филимонова
Новосибирский государственный технический университет

Оптимальные диаграммы направленности антенных решеток с низким уровнем боковых лепестков

Получено соотношение, связывающее амплитудную диаграмму направленности (ДН) линейных антенн с коэффициентом использования поверхности раскрыва. Предложена методика определения оптимальной формы огибающей боковых лепестков (БЛ) по критерию максимума коэффициента использования поверхности раскрыва для заданного уровня БЛ и ДН излучателей. Обосновано нарастание огибающей БЛ.

Оптимальная форма диаграммы направленности, коэффициент использования поверхности раскрыва, нарастающий уровень боковых лепестков, признак оптимальности

Коэффициент использования поверхности раскрыва (КИПР) ν – характеристика, которая определяет не только эффективность использования поверхности раскрыва антенной решетки (АР), но и нормированный коэффициент направленного действия (КНД) в направлении максимума излучения:

$$D = (4\pi S_{\text{и}} / \lambda^2) \nu,$$

т. е. КНД, отнесенный к заданной нормированной площади $4\pi S_{\text{и}} / \lambda^2$ ($S_{\text{и}}$ – площадь излучающей системы; λ – длина волны).

При зафиксированной нормированной площади единственным путем повышения КНД для заданного уровня боковых лепестков (БЛ) ξ является увеличение КИПР. В этом аспекте КИПР можно рассматривать как относительный КНД антенной решетки.

Максимальным КИПР обладает равномерное распределение амплитуд излучения отдельных излучателей АР: $A_n = 1$ ($-N \leq n \leq N$ – номер излучателя относительно центра АР, причем $2N$ – количество излучателей в АР) [1]–[4]. Диаграмма

направленности (ДН) для такого распределения представлена на рис. 1 в линейном (а) и в логарифмическом (б) масштабах.

Из-за высокого уровня БЛ (достигающего максимального значения $\xi = -13.2$ дБ) указанное амплитудное распределение находит крайне ограниченное применение на практике. Поэтому перед разработчиками стоит задача синтеза амплитудных распределений с максимальным значением КИПР при заданном уровне БЛ.

Рассмотрим в качестве примера ДН с Дольф–Чебышевским (равномерным) (рис. 2, сплошная линия) и спадающим (рис. 2, штриховая линия) амплитудными распределениями БЛ. Данные ДН построены для линейной антенной решетки, состоящей из $2N = 12$ излучателей, расположенных с шагом $d = 0.5\lambda$ при уровне БЛ $\xi = -30$ дБ. Известно, что АР с Дольф–Чебышевским амплитудным распределением БЛ обладает максимальным КИПР [1]–[4]. ДН для такого распределения имеет одинаковые максимумы БЛ во всем секторе пространства (имеет постоянную огибающую БЛ) и, как след-