

УДК 621.658.012.531

Л.М. Лобкова, профессор, д-р техн. наук,

А.В. Лукьянчиков, канд. техн. наук,

Е.И. Кадацкий

Севастопольский национальный технический университет

ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: root@sevgtu.sebastopol.ua

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ Z АНТЕННЫ В ЛОГАРИФМИЧЕСКОМ ИСПОЛНЕНИИ

Выявлены характерные закономерности и особенности изменения характеристик излучения и входных характеристик логарифмической Z антенны в зависимости от её геометрических параметров.

Современные требования к антенным системам, приводят к необходимости дальнейшего совершенствования известных типов антенн и поиску новых технологических решений.

В настоящее время перспективными являются частотнонезависимые антенны. К ним относятся логарифмические (равноугольные) спиральные, плоские спиральные антенны, а также их различные модификации, в частности, логопериодические. Особый интерес представляют Z антенны [1] в логарифмическом исполнении, которые позволяют повысить коэффициент направленного действия антенны при сохранении малых габаритных размеров. Кроме того, они просты в исполнении и надежны. Цель данной работы выявить характерные закономерности и особенности изменения характеристик излучения логарифмической Z антенны в зависимости от её геометрических параметров, что позволит предложить инженерную методику разработки этого типа антенн.

Возможность построения широкодиапазонных антенн основывается на одном из положений теории излучения, утверждающем, что электрические характеристики излучающей системы определяются не только ее конфигурацией, но и соотношением между ее размерами и рабочей длиной волны. Следствием этого положения является принцип электродинамического подобия, позволяющий широко применять в антенной технике электрическое моделирование. Поэтому для получения частотно независимых антенн необходимо так выбрать форму, чтобы отношение их размеров к длине волны не зависело от частоты.

На основе принципа электродинамического подобия оказалось возможным сконструировать также широкодиапазонные антенны линейной поляризации, так называемые логопериодические. Они представляют собой набор вибраторных излучателей увеличивающихся размеров. Каждый излучатель интенсивно возбуждается в определенной полосе частот, близкой к его резонансной частоте. Если размеры излучателей выбраны так, что в этой полосе его диаграмма направленности и выходное сопротивление меняются незначительно, а периодичность изменения размеров излучателей такова, что рабочие полосы примыкают друг к другу, то антенна будет сохранять свои характеристики широкой полосе частот.

Логопериодическая антенна излучает в направлениях, перпендикулярных к плоскости антенны, поэтому для реализации одностороннего излучения применяют экран. Наличие экрана или полости сильно влияет на диаграмму направленности и на входное сопротивление антенны. Другой способ получения однонаправленного излучения является переход к пространственным структурам, имеющим клинообразную форму. Тогда наблюдается однонаправленное излучение в направлении вершины клина двугранного угла γ (половинный угол раскрыва антенны), образованного полуплоскостями, в которых лежат полотна антенны (рисунок 1).

Размеры излучающих элементов логопериодических антенн пропорциональны их расстоянию от центра (точки возбуждения).

Для исследования поля излучения, создаваемого Z антенной в логарифмическом исполнении, с использованием метода векторного потенциала [2], необходимо первоначально описать геометрию пространственной структуры, выполненной на заданной поверхности.

Для задания геометрии антенны на поверхности вращения, а также и на плоскости, необходимо вводить ряд параметров, характеризующих как саму проволочную структуру, так и поверхность. В общем случае, такими параметрами для Z антенны в логарифмическом исполнении являются следующие: τ — отношение расстояния от центра до одноименных краев выступов;

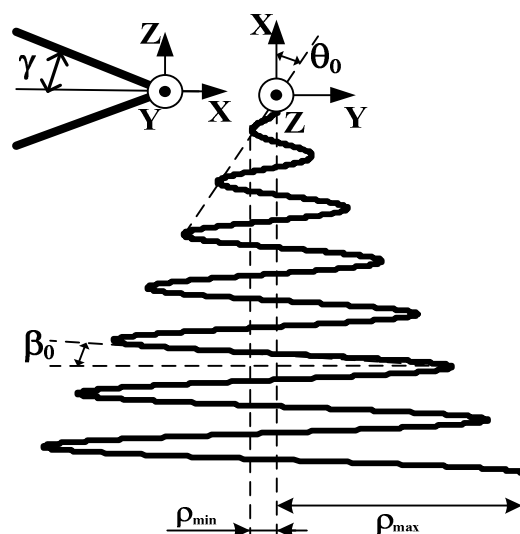


Рисунок 1 — Геометрическое представление Z антенны

$\rho_{\min}$ — начальный радиус, определяющий расстояние между входными зажимами; $\rho_{\max}$ — максимальный радиус; β_0 — угол подъема витков антенны (угол намотки), характеризующий плотность намотки на заданную поверхность или в плоскости. При этом значение данного угла может быть выбрано как постоянным $\beta_0(\alpha) = \text{const}$, тогда речь идет о логарифмическом исполнении, так и переменным в зависимости от параметрического угла α т.е. $\beta_0(\alpha) = \text{var}$; n — количество витков антенны.

Необходимо также вводить параметры, характеризующие поверхность. Так, для Z антенны таким параметром является угол при вершине полотна $2\theta_0$. Этот параметр позволяет обобщить геометрическое представление Z антенны, с углом при вершине $2\theta_0$, для случая прямоугольной Z антенны при $2\theta_0 = 0$.

Под геометрическим описанием Z антенны понимается определение текущих её координат, например, в декартовой системе координат и длины S .

Для описания геометрии Z антенны воспользуемся параметрической формой представления в декартовой системе координат. Одна из традиционных форм представления Z антенны — это эквиугольный излучатель на эллиптическом конусе, когда коэффициент эллиптичности равен нулю. Постоянным является угол, который образует касательная к витку спирали в плоскости ZOХ с осью ОХ.

Для задания Z антенны на эллиптическом конусе в декартовой системе координат запишем следующее выражение

$$\begin{cases} x(\alpha) = r_{\min} C(\theta_0, \beta_0)^{\frac{\alpha}{\pi}} \cos \alpha; \\ y(\alpha) = 0; \\ z(\alpha) = \frac{r_{\min} C(\theta_0, \beta_0)^{\frac{\alpha}{\pi}}}{\tg \theta_0}, \end{cases} \quad (1)$$

где $C(\theta_0, \beta_0) = \cos(\beta_0 - \theta_0) / \cos(\beta_0 + \theta_0)$.

Дифференцируя уравнения (1) по α , получаем производные по соответствующим координатам:

$$\begin{cases} dx(\alpha) / d\alpha = \frac{r_{\min} \ln(C(\theta_0, \beta_0)) C(\theta_0, \beta_0)^{\frac{\alpha}{\pi}}}{\pi} \cos \alpha - r_{\min} C(\theta_0, \beta_0)^{\frac{\alpha}{\pi}} \sin \alpha; \\ dy(\alpha) / d\alpha = 0; \\ dz(\alpha) / d\alpha = \frac{r_{\min} \ln(C(\theta_0, \beta_0)) \tg \theta_0 C(\theta_0, \beta_0)^{\frac{\alpha}{\pi}}}{\pi}. \end{cases} \quad (2)$$

Системы (1) и (2) описывают одно полотно Z антенны на конически-эллиптической поверхности.

Определив геометрию Z антенны с логарифмическим исполнением, перейдем к анализу ее поля излучения. Учитывая принцип суперпозиции электромагнитных полей различных источников, воспользуемся методом декомпозиции. При этом сложную антенную систему можно представить в виде набора дискретных излучателей. Например, в случае Z антенны в логарифмическом исполнении, в качестве отдельных излучателей могут быть использованы отдельные полотна антенны. Причем полотна, в общем случае, могут иметь различную форму, быть произвольно расположенными в пространстве и возбуждаться с различными амплитудно-фазовыми соотношениями.

Тогда поле излучения сложной антенной системы можно найти, суммируя поля от всех излучателей, образующих антенну. Сложение компонентов векторного потенциала, характеризующих напряженность электрического поля антенны, целесообразно проводить, разлагая их на составляющие в декартовой системе координат

$$\vec{A}_i = A_i^x \vec{x} + A_i^y \vec{y} + A_i^z \vec{z}, \quad (3)$$

где $\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}$ — орты декартовой системы координат.

По известным компонентам A_i^x, A_i^y и A_i^z составляющие вектора напряженности электрического поля в сферической системе координат A_φ и A_θ , в которой полярный угол θ отсчитывается от оси Z, а азимутальный угол φ — от плоскости XOZ, можно найти на основании соотношений:

$$\begin{cases} A_\theta = \cos \theta \cos \varphi \sum_{i=1}^N A_i^x + \cos \theta \sin \varphi \sum_{i=1}^N A_i^y - \sin \theta \sum_{i=1}^N A_i^z; \\ A_\varphi = -\sin \varphi \sum_{i=1}^N A_i^x + \cos \varphi \sum_{i=1}^N A_i^y, \end{cases} \quad (4)$$

где θ, φ — текущие углы сферической системы координат; N — количество излучателей.

Декартовы компоненты векторного потенциала электрического поля E_i^x, E_i^y и E_i^z отдельного излучателя с учетом параметрического определения его координат (3) можно описать следующими выражениями:

$$\begin{pmatrix} A_i^x \\ A_i^y \\ A_i^z \end{pmatrix} = A_i^0 \int_{\alpha_i} I_i(\alpha) G_i^{xyz}(\alpha) \begin{pmatrix} D_i^x(\alpha) \\ D_i^y(\alpha) \\ D_i^z(\alpha) \end{pmatrix} d\alpha, \quad (5)$$

где $G_i^{xyz}(\alpha) = G_i^x(\alpha) G_i^y(\alpha) G_i^z(\alpha)$;

$$\begin{pmatrix} G_i^x \\ G_i^y \\ G_i^z \end{pmatrix} = \exp \left[jk \begin{pmatrix} x_i(\alpha) \sin \theta \cos \varphi \\ y_i(\alpha) \sin \theta \sin \varphi \\ z_i(\alpha) \cos \theta \end{pmatrix} \right].$$

Здесь $x_i(\alpha), y_i(\alpha), z_i(\alpha)$ и $D_i^x(\alpha), D_i^y(\alpha), D_i^z(\alpha)$ — соответственно текущие координаты i -го излучателя и их производные относительно переменного параметра α ; $I_i(\alpha)$ — функция распределения тока вдоль i -го излучателя, нормированная относительно его амплитудно-фазового значения тока на входе; $A_i^0 = -j(\mu_0/4\pi) I_i^0 \exp(-jkR_i^0)/R_i^0$; I_i^0 — амплитудно-фазовое значение тока на входе i -го излучателя; R_i^0 — расстояние между входом i -го излучателя и точкой в дальней зоне антенны; k — волновое число свободного пространства.

Таким образом, выражения (4) и (5) позволяют перейти к расчету и анализу поля излучения сложных антенных систем.

На основании формул (4), (5) проведено математическое моделирование логарифмической Z антенны в полосе частот от 3 ГГц до 4 ГГц, при котором исследовалась зависимость характеристик излучения и входных характеристик антенны от геометрических параметров. При этом изменялись следующие параметры: половинный угол раскрытия антенны γ в диапазоне от 10 до 90 градусов и угол огибающих всех плеч антенны θ_0 в диапазоне от 10 до 90 градусов, отношение τ расстояние от центра до одноименных краев выступов примем равным 0,85.

При анализе характеристик излучения наблюдались два основных режима излучения: при изменении угла γ от 10 до 30 градусов наблюдался режим прямого излучения, при изменении γ от 40 до 90 градусов режим двунаправленного излучения. При увеличении угла огибающих всех плеч антенны θ_0 в режиме прямого излучения ширина основного лепестка увеличивается, а уровень заднего излучения остается практически неизменным и равным порядка $-15 \dots -20$ дБ (рисунок 2).

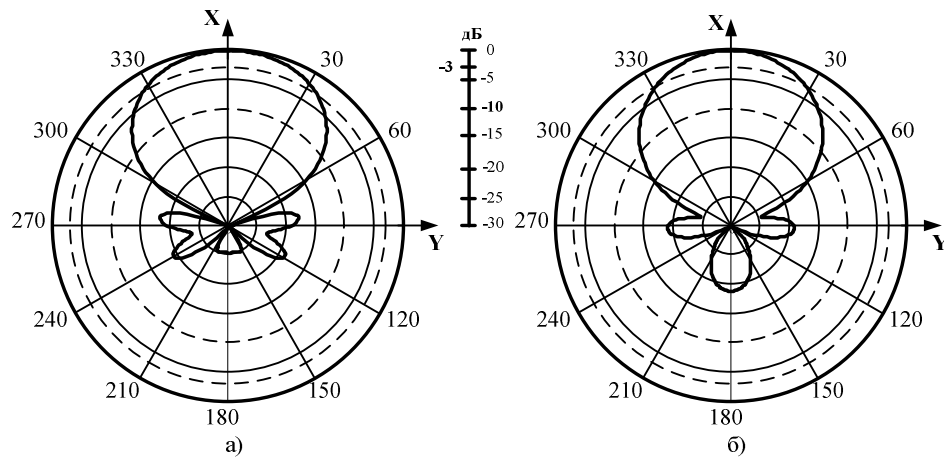


Рисунок 2 — Диаграммы направленности: а) $\theta_0 = 10^\circ$, б) $\theta_0 = 90^\circ$

Проведен анализ формирования режима прямого излучения при различных значениях угла огибающих всех плеч антенны θ_0 и половинного угла раскрытия антенны γ . Результаты анализа зависимости входного сопротивления антенны от геометрических параметров в диапазоне частот от 3 ГГц до 4 ГГц сведены в таблицу 1. Здесь R_{BX}, X_{BX} — значения активной и реактивной составляющей входного сопротивления. f_{PEZK}, f_{PEZX} — частота резонанса активной и реактивной составляющих входного сопротивления. R_{BXPEZ}, X_{BXPEZ} — активная и реактивная составляющая резонансного сопротивления. N_K, N_X — количество резонансов. Под резонансами я понимаю экстремумы активной и реактивной составляющей входного сопротивления.

Проанализировав полученные данные, можно отметить, что с увеличением θ_0 возрастают активная и реактивная составляющие входного сопротивления. А при θ_0 более 60° значения этих составляющих возрастает на порядок.

На основе полученных данных выбраны геометрические параметры Z антенны, которые позволяют достичь однонаправленного излучения и входных характеристик антенны, необходимо выбирать значение θ_0 в диапазоне от 10 до 40 градусов, а значение γ не должно превышать 30° . На основании проведенных исследований разработаны конструкции антенн и проведен эксперимент.

Таблица 1 — Зависимость входного сопротивления от геометрических параметров антенны

θ_0 , град	γ , град	Диапазон R_{BX} , Ом	Диапазон X_{BX} , Ом	f_{PE3K} , ГГц	R_{BXPE3} , Ом	N_K	f_{PE3X} , ГГц	X_{BXPE3} , Ом	N_X
10	10...30	100...140	-80...-160	3,1	150	1	—	—	—
20	10...30	100...150	0...-150	3	350...400	2	3,35	-275	1
20	40	100...150	-110...-220	3	450	1	3,4	-240	1
30	10...30	50...120	-50...-130	3,9	150	1	3	-230	1
40	10...50	50...120	-80...-280	3,15	120	1	3,25	-280	1
60	30...40	50...400	-150...-400	3	700	1	3	-1200	1
70	10	50...250	-1000...0	3	3500	1	3,1	-2000	1
70	20...30	50...500	-1000...0	3,1	2500	1	3,1	-2000	1
80	10...20	50...2000	-1000...1000	—	—	—	3,15	-1500	1
80	30...40	50...1500	-1000...1000	—	—	—	3,15	-800	1
90	10...30	5...1000	-500...500	3,4	2000	1	—	—	—

В результате предварительного численного моделирования, основанного на методе векторного потенциала (5) и предварительно вычисленного амплитудно-фазового распределения тока, установлено, что у Z антенны в логорифмическом исполнении можно выделить 6 основных режимов излучения по виду диаграммы направленности. Это режим однонаправленного осевого обратного излучения [3], режимы воронкообразного излучения в обратном направлении, режимы двунаправленного осевого (режим «восьмерки») и всенаправленного излучения, а также многолепестковый режим. На рисунке 3 изображена зависимость режимов Z антенны при изменении частоты источника возбуждения. Наблюдается три режима излучения: режим двунаправленного излучения; режим однонаправленного излучения, режим многолепесткового излучения. Наибольший интерес представляет режим однонаправленного излучения, поэтому в дальнейшем будем анализировать только его.

На рисунке 4,а изображены характерные диаграммы направленности на границах режима однонаправленного излучения по основной (горизонтальной) поляризации.

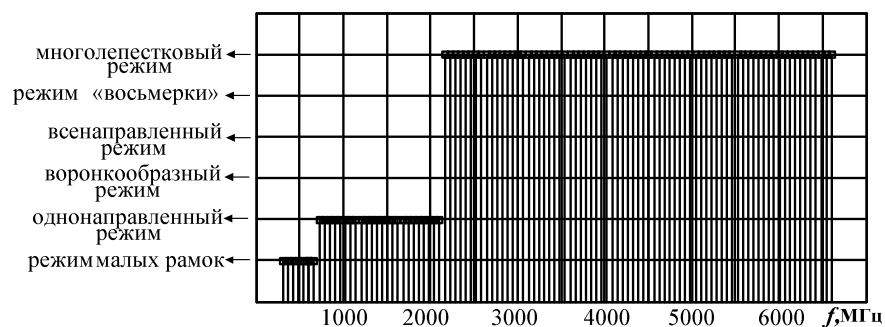


Рисунок 3 — Частотная зависимость режимов излучения, Z антенны

На рисунке 4,б изображена зависимость ширины главного лепестка диаграммы направленности по уровню -3 дБ для режима обратного излучения. Ширина диаграммы направленности изменяется в от 70° до 180° . Коэффициент перекрытия режима равен $f_{\max} / f_{\min} = 3,2$.

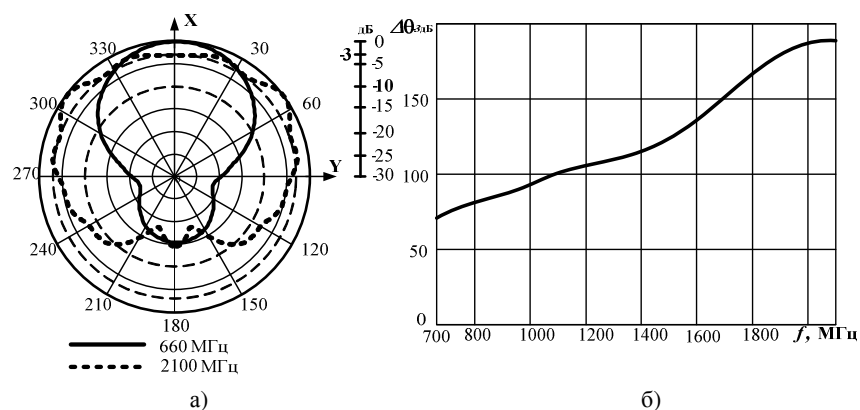


Рисунок 4 — Режим обратного излучения, Z антенны: а — характерные ДН на границах диапазона; б — частотная зависимость ширины главного лепестка ДН

В результате получены зависимости, по которым можно синтезировать направленные свойства зигзагообразных излучателей. В частности, при выборе угла конусности, равного 5...12 градусам, и соответствующем угле подъема витков можно достичь широкополосности 50...100 % для режима обратного осевого излучения, что подтверждается также экспериментальными результатами. Эта статья является результатом части проведенной работы по созданию САПР для исследования характеристик проволочных антенн произвольной конфигурации. В дальнейшем полученные результаты позволяют перейти к разработке адаптивных антенных систем состоящих из двух, четырех, восьми излучателей.

Библиографический список

1. Жук М.С. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств / М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. — М.: Энергия, 1973. — 440 с.
2. Проценко М.Б. Оптимизация геометрических параметров конических спиральных антенн по критерию требуемой ДН / М.Б.Проценко, А.В.Лукьянчиков, П.А.Комаров, М.И.Редин // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: матер. 12-ой междунар. науч.-техн. конф. КрыМиКо — 2002, Севастополь, 9 — 13 сент. 2002 г. — Севастополь, 2002. — С. 349 — 350.
3. Лобкова Л.М. Анализ поля излучения антенн с вращающейся поляризацией / Л.М. Лобкова, М.Б. Проценко // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2002. т. 9 — № 5. — С.14 — 20.

Поступила в редакцию