

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ ЗИГЗАГООБРАЗНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Лобкова Л.М., Розвадовский А.Ф., Фунтов Р.С.

Севастопольский национальный технический университет

99053, г. Севастополь, Стрелецкая балка, Студгородок кафедры радиотехники

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований направленных и поляризационных характеристик антенных решеток на основе зигзагообразных структур.

Развитие современных систем связи с применением спутниковых ретрансляторов привело к необходимости проектирования гибридно-зеркальных антенн с высоким значением коэффициента использования апертуры зеркала и коэффициента усиления, оптимальной диаграммой направленности (ДН), а также обладающих свойством управления поляризацией излучения, что позволяет повысить эффективность спутниковых систем и улучшить качественные характеристики канала связи. Данную задачу можно решить путем использования в качестве облучателя зеркальных антенн малоэлементных антенных решеток (АР).

Рассмотрены два варианта исполнения таких АР в виде двухэлементных решеток на основе зигзагообразных структур которые изображены на рисунке 1, и исследуется возможность использования данного типа излучателей для создания заданного амплитудно-фазового распределения в апертуре антенны и обеспечения требуемой

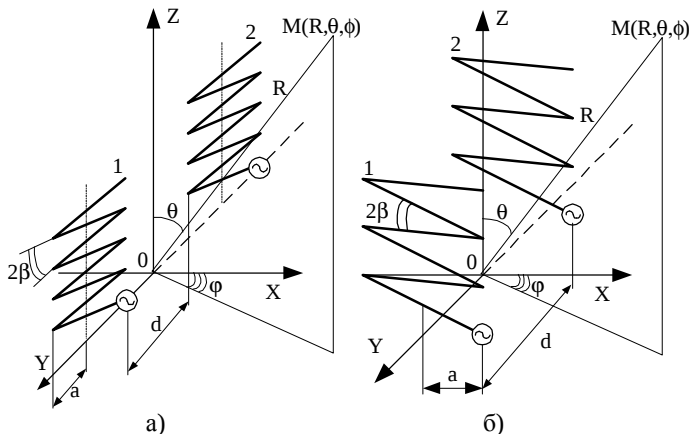


Рисунок 1 – Двухэлементная решетка из зигзагообразных излучателей:

а) случай расположения излучателей в одной плоскости;

б) случай расположения излучателей в параллельных плоскостях

поляризационной развязки.

Выбор зигзагообразных структур в качестве элементов АР обусловлен их конструктивной простотой и относительно малыми геометрическими размерами, что позволяет уменьшить затенение главного зеркала. Кроме этого, данная структура обладает малым уровнем кроссполяризационной составляющей [1], что в принципе позволяет обеспечить необходимую поляризационную развязку, а в составе многоэлементных структур на основе зигзагообразных излучателей — управление плоскостью поляризации [2].

Для исследования характеристик излучения, показанных на рисунке 1, АР использован метод векторного потенциала [2,3].

Геометрическую конфигурацию зигзагообразной антенны

(рисунок 1,а) можно описать в декартовой системе координат

следующими параметрическими уравнениями

— для первого излучателя

$$\left. \begin{aligned} x_1(\alpha) &= a \cdot (\cos \alpha + 1) + \frac{d}{2} \\ y_1(\alpha) &= 0 \\ z_1(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot E(e=1, \alpha) \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} dx_1(\alpha) &= -a \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha \\ dy_1(\alpha) &= 0 \\ dz_1(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot |\cos \alpha| \cdot d\alpha \end{aligned} \right\},$$

— для второго излучателя

$$\left. \begin{aligned} x_2(\alpha) &= a \cdot (\cos \alpha - 1) - \frac{d}{2} \\ y_2(\alpha) &= 0 \\ z_2(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot E(e=1, \alpha) \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} dx_2(\alpha) &= -a \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha \\ dy_2(\alpha) &= 0 \\ dz_2(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot |\cos \alpha| \cdot d\alpha \end{aligned} \right\},$$

где a — проекция полуплеча зигзагообразного излучателя на плоскость $ХОУ$; β — угол наклона плеча к данной плоскости; $E(e=1, \alpha)$ — эллиптический интеграл второго рода; α — параметрический угол, изменяющийся в пределах от 0 до $\alpha_n = 2\pi n$; n — число зигзагов антенны; d — расстояние между излучателями.

Соответственно, геометрическая конфигурация для АР, изображенной на рисунке 1,б, определяется следующими параметрическими уравнениями:

- для первого излучателя

$$\left. \begin{aligned} x_1(\alpha) &= a \cdot \cos \alpha \\ y_1(\alpha) &= \frac{d}{2} \\ z_1(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot E(e=1, \alpha) \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} dx_1(\alpha) &= -a \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha \\ dy_1(\alpha) &= 0 \\ dz_1(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot |\cos \alpha| \cdot d\alpha \end{aligned} \right\},$$

– для второго излучателя

$$\left. \begin{aligned} x_2(\alpha) &= a \cdot \cos \alpha \\ y_2(\alpha) &= -\frac{d}{2} \\ z_2(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot E(e=1, \alpha) \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} dx_2(\alpha) &= -a \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha \\ dy_2(\alpha) &= 0 \\ dz_2(\alpha) &= a \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot |\cos \alpha| \cdot d\alpha \end{aligned} \right\}.$$

При этом полная длина излучающего проводника для обоих излучателей будет определяться соотношением [2]:

$$s = b \cdot \sec \beta \cdot E(e=1, \alpha).$$

Поле излучения сложной антенной системы можно найти, суммируя поля от всех излучателей, образующих антенну. Сложение векторов, характеризующих напряженность электрического поля антенны, целесообразно проводить, разлагая их на составляющие в декартовой системе координат, т.е.

$$\vec{E}_i = E_i^x \cdot \vec{x} + E_i^y \cdot \vec{y} + E_i^z \cdot \vec{z}, \quad (1)$$

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

По известным компонентам E_i^x , E_i^y и E_i^z составляющие вектора напряженности электрического поля в сферической системе координат E_θ и E_ϕ , в которой полярный угол θ отсчитывается от оси Z , а азимутальный угол ϕ – от плоскости XOZ , можно найти на основании следующих соотношений

$$\begin{aligned} E_\theta &= \cos \theta \cdot \cos \phi \cdot \sum_{i=1}^N E_i^x + \cos \theta \cdot \sin \phi \cdot \sum_{i=1}^N E_i^y - \sin \theta \cdot \sum_{i=1}^N E_i^z, \\ E_\phi &= -\sin \phi \cdot \sum_{i=1}^N E_i^x + \cos \phi \cdot \sum_{i=1}^N E_i^y. \end{aligned} \quad (2)$$

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

Декартовы компоненты вектора напряженности электрического поля E_i^x, E_i^y и E_i^z отдельного излучателя с учетом параметрического определения его координат на основании метода векторного потенциала можно описать следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
E_i^x &= E_i^0 \cdot \int_{\alpha_i} I_i(\alpha) \cdot G_i^{xyz}(\alpha) \cdot D_i^x(\alpha) \cdot d\alpha; \\
E_i^y &= E_i^0 \cdot \int_{\alpha_i} I_i(\alpha) \cdot G_i^{xyz}(\alpha) \cdot D_i^y(\alpha) \cdot d\alpha; \\
E_i^z &= E_i^0 \cdot \int_{\alpha_i} I_i(\alpha) \cdot G_i^{xyz}(\alpha) \cdot D_i^z(\alpha) \cdot d\alpha,
\end{aligned} \tag{3}$$

где

$$\begin{aligned}
G_i^{xyz}(\alpha) &= G_i^x(\alpha) \cdot G_i^y(\alpha) \cdot G_i^z(\alpha); \\
G_i^x &= \exp[j \cdot k \cdot x_i(\alpha) \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi]; \\
G_i^y &= \exp[j \cdot k \cdot y_i(\alpha) \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi]; \\
G_i^z &= \exp[j \cdot k \cdot z_i(\alpha) \cdot \cos \theta],
\end{aligned}$$

$x_i(\alpha)$, $y_i(\alpha)$, $z_i(\alpha)$ 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 тока распределения вдоль i -го излучателя, нормированная относительно его амплитудно-фазового значения тока на входе

$$E_i^0 = -j30k \cdot I_i^0 \cdot \exp(-jkR_i^0) / R_i^0;$$

I_i^0 – амплитудно-фазовое значение тока на входе i -излучателя; R_i^0 – расстояние между входом i -излучателя и точкой в дальней зоне антенны; k – волновое число свободного пространства.

Таким образом, представленные выражения (2) и (3) позволяют перейти к расчету и анализу поля излучения сложных антенных систем, в том числе и антенных решеток, состоящих из зигзагообразных излучателей.

Результаты численных расчетов показаны на рисунке 2, где изображены зависимости коэффициента направленного действия (КНД) для различных типов антенн (зигзагообразной для двух вариантов исполнения, показанных на рисунке 1, которые соответственно обозначены цифрами 1 и 2, спиральной и директорной) от их относительной длины L/λ , где λ – рабочая длина волны [4].



Рисунок 2 – Зависимость КНД от продольных

геометрических размеров:

1– случай расположения зигзагообразных излучателей в одной

настройку отдельных элементов.

В то же время из данного рисунка видно, что в зависимости от того, параллельно какой плоскости расположены излучатели (XOZ или YOZ , см. рисунок 1) значение КНД может различаться на 4...6 дБ. Это связано с тем, что в случае, когда плоскости излучателей параллельны плоскости XOZ , происходит сложение компонент E_ϕ , соответственно в другом случае – E_θ . При этом необходимо учитывать, что для одиночного излучателя ширина главного лепестка для практически приемлемой длины антенны в плоскости E равна $2\theta_{0,5} = 40...60^\circ$, в плоскости H $2\theta_{0,5} = 60...100^\circ$ [1].

С другой стороны, увеличение продольных размеров антенны приводит к уменьшению ее направленных свойств. Это можно объяснить следующим образом, при фиксированном числе витков n увеличение продольной длины антенны происходит за счет увеличения угла подъема β . Однако в пределе при $\beta = 90^\circ$ это приводит к вырождению зигзагообразного излучателя в линейный проводник (несимметричный вибратор), у которого как известно, отсутствует излучение в осевом направлении, а ДН имеет тороидальную форму с осью симметрии, лежащей на оси проводника. Подобная картина наблюдается и при увеличении угла подъема β , где в начале происходит расширение ДН, затем, при дальнейшем его увеличении, она приобретает воронкообразную форму и далее распадается на два лепестка, наклон которых к оси излучателя увеличивается с ростом β .

зигзагообразных излучателей имеет КНД, больший или равный КНД решетки из директорных и спиральных излучателей, при этом по сравнению с первыми зигзагообразные антенны конструктивно существенно проще, так как нет необходимости производить

КНД двухэлементной АР из зигзагообразных излучателей также можно повысить путем увеличения расстояния между излучателями (см. рисунок 3), однако при этом при значениях $d = (0,7 \dots 0,8)\lambda$ начинает возрастать уровень бокового излучения, достигающий минус 7...минус 4 дБ. В дальнейшем это может привести к возникновению дифракционных максимумов, поэтому в данном случае накладывается ограничение на расстояние между излучателями $d \leq (0,7 \dots 0,8)\lambda$.

На основании проведенных расчетов был выполнен макет АР из двух зигзагообразных излучателей, аналогичный изображенному на рисунке 1, б, с числом витков $n = 5,5$; углом подъема $\beta = 7^\circ$; проекцией плеча $a = 0,063$ м и расстоянием между излучателями $d = 0,083$ м. На рисунке 4 показаны некоторые результаты исследований характеристик излучения данной АР

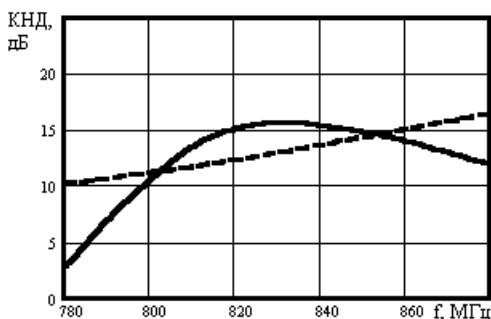


Рисунок 4 – Экспериментальные характеристики излучения АР

Выбор данного расположения излучателей связан с необходимостью обеспечить минимальные поперечные габаритные размеры антенны, что целесообразно в случае использования данной антенны в качестве

облучателя ГЗА для уменьшения затенения раскрыва главного зеркала.

Экспериментальные исследования показали, что представленная конструкция обеспечивает относительно высокую поляризационную развязку, не превышающую минус 25... минус 24 дБ. При этом КНД в рассматриваемом диапазоне частот не ниже 10 дБ. Увеличение его с ростом частоты вызвано сужением главного максимума, которое происходит в результате увеличения уровня боковых лепестков и

(сплошной линией – экспериментально полученные значения КНД, штриховой – уровень кроссполяризации составляющей).

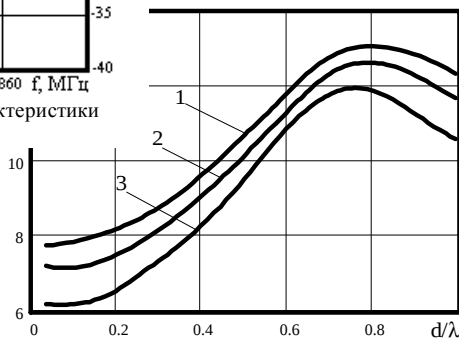


Рисунок 3 – Зависимость КНД от расстояния между излучателями: 1 – $\beta = 2^\circ$; 2 – $\beta = 4^\circ$; 3 – $\beta = 6^\circ$

перетекания в них части энергии главного максимума. Однако такое значение КНД достигается за счет узкополосности антенны, рабочая полоса частот которой не превышает 30%.

Таким образом, результаты проведенных исследований характеристик излучения АР на основе зигзагообразных структур позволяют сделать следующие выводы. Во-первых, данный тип антенн дает возможность достичь высоких значений КНД (порядка 10...15 дБ) при сохранении относительно малых продольных размеров (не превышающих $L \leq 0,5\lambda$), в частности, по сравнению с различными видами спиральных антенн. Однако следует учитывать, что данные результаты достигаются в сравнительно узкой полосе частот, не превышающей 30%. Это обстоятельство накладывает определенные ограничения на использовании данного типа антенн. Во-вторых, данные структуры обеспечивают развязку по поляризации на уровне минус 25...минус 24 дБ, что важно при использовании данных АР в качестве облучателей зеркальных антенн для обеспечения поляризационной чистоты излучения.

Библиографический список

1. Рунов А.В. Спиральные антенны / А.В. Рунов, О.А. Юрцев, А.Н. Казарин. – М.: Сов. радио, 1974. — 216 с.
2. Lobkova L.M. Radiation features of flat Z-antenna / L.M. Lobkova, M.V. Ivashina, A.F. Rozvadovsky // Antenna theory and techniques: Proc. of IIIrd international conf., Sevastopol, Sept. 1999 y. – Sevastopol, 1999. – P. 337–338.
3. Лобкова Л.М. Особенности формирования диаграммы направленности двухэлементной решетки, состоящей из Z-излучателей / Л.М. Лобкова М.Б. Проценко А.Ф. Розвадовский // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: Материалы XI Междунар. Крым. конф., Севастополь, 10–14 сент. 2001 г. — Севастополь, 2001. — С. 399–400.
4. Драбкин А.Л. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов. — М.: Сов. радио, 1974. — 536 с.

Поступила в редакцию 30.01.2002 г.