

В. В. Овсяников

Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара

72, пр. Гагарина, г. Днепр, 49010, Украина

E-mail: ovsyau_viktor@mail.ru

СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК ВИБРАТОРНЫХ, ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН В КОНТЕКСТЕ ИСТОРИЧЕСКОГО РАЗВИТИЯ АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ

Приведен анализ периода зарождения и развития науки и техники вибраторных антенн с реактивными и комплексными нагрузками, диэлектрических и плазменных антенн диапазона СВЧ, а также вибраторных и спиральных электрически малых, много-частотных, широкополосных и с улучшенной диаграммой направленности штыревых, петлевых антенн и антенных решеток. Рассмотрены методы оценки и расчета основных параметров антенн, таких как распределение тока, входное сопротивление, коэффициент стоячей волны по напряжению, коэффициент полезного действия, диаграммы направленности и поляризационные характеристики. Рассмотрены результаты расчетов и конструктивные особенности этих антенн. Ил. 20. Библиогр.: 58 назв.

Ключевые слова: вибраторные антенны, спиральные антенны, диэлектрические антенны, плазменные антенны, распределение тока на антенне, входное сопротивление, коэффициент стоячей волны по напряжению, коэффициент полезного действия, диаграмма направленности.

Развитие современных средств телекоммуникации, радиолокации, радионавигации, радиоастрономии, космических систем и других отраслей науки и техники предъявляло к антеннам различных типов и конфигурации, выполненным из проводников, диэлектриков, ферритов, плазмы и других материалов, требования относительно миниатюризации, расширения частотного диапазона работы, создания необходимых диаграмм направленности (ДН) антенн и антенных решеток и управления ими. При этом возникали разнообразные вопросы, требующие решения: например, какой тип, конструкцию, конфигурацию антенны и какой материал лучше применить при разработке данной антенны (проводник, полупроводник, диэлектрик, плазму, метаматериал, феррит или другой)? Как выбрать оптимальные значение корректирующей нагрузки и координату ее включения в излучающую ветвь антенны? Каким должен быть характер включаемой в антенну корректирующей нагрузки – емкостным, индуктивным, комплексным или активным? Как параметры включаемых в антенну корректирующих нагрузок зависят от исходных размеров, конфигурации и типа антенны (вибраторная штыревая, петлевая, рамочная, спиральная и др.)? Какова оптимальная конструкция, диэлектрическая проницаемость и проводимость диэлектрических и плазменных антенн? Как влияет выбор типа и конструкции антенны на распределение на ней тока, ее входной импеданс, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), коэффициент полезного действия (КПД), диаграмму направленности (ДН), полосу пропускания, поляризационные характеристики и другие параметры?

Результаты разработок и исследований, опубликованные в работах А. А. Пистолькорса [1], Г. З. Айзенберга [2], Е. Галлена [3] и других авторов, зачастую были получены на основе приближенной оценки, предположений или эксперимен-

тальных результатов и не могут ответить на все поставленные выше вопросы.

В данной статье приведен анализ различных видов проволочных, диэлектрических и плазменных антенн и антенных решеток.

1. Вибраторные (проволочные) антенны.

С начала прошлого столетия возникли новые оригинальные решения по созданию и усовершенствованию проволочных антенн [1–6]. В том числе путем включения в разрывы излучающих ветвей различных нагрузок – индуктивных, емкостных, LC-контуров, резисторов и импедансов, выполнения излучающих ветвей частично или полностью из импедансных, нелинейных элементов, из диэлектриков или плазмы. Это позволяло определенным образом воздействовать на распределение комплексного тока вдоль антенны и, следовательно, корректировать необходимым образом основные параметры антенн.

Штыревая несимметричная антенна Франклина [1] с последовательно включенными в излучающую ветвь так называемыми «антирезонансными» катушками индуктивности (КИ) была предложена в 1926 г. Однако, возможно, в описании конструкции антенны Франклина была допущена неточность в отношении координат включения КИ, что будет рассмотрено в разд. 2.

Предложенная в 1937 г. антифединговая антенна-башня средних волн [1] представляла собой несимметричный штыревой излучатель с вынесенной вверх от основания антенны и последовательно включенной КИ. Такое построение антенны действительно позволило существенно уменьшить ее физическую высоту и увеличить сопротивление излучения. Другие авторы предлагали включать в разрезы излучающих ветвей антенн реактивные нагрузки в виде четвертьволновых отрезков двухпроводной линии – шлейфов, закороченных на конце [2], как, например, петлевая антенна со шлейфами, разработанная фирмой

Маркони (рис. 1). В этой антенне бегущей волны четвертьволновые шлейфы 4 включены в провод антенны 3 на расстоянии друг от друга вдвое меньшем ($\lambda/4$, где λ – длина рабочей волны), чем в вышеупомянутой антенне Франклина. Это значительно улучшило влияние шлейфов на характеристики антенны и способствовало управлению ее характеристиками. Кроме того, в точках, противоположных подключению генератора, в этой антенне включено активное сопротивление 5, приблизительно равное волновому сопротивлению антенны. Такая схема антенны обеспечивала диапазонность и направленное излучение в направлении возбуждающего генератора 2 (на рис. 1 показано стрелкой).

Ромбическая антенна (рис. 2) с активной нагрузкой 3, включенной в точках, диаметрально противоположных точкам возбуждения [1, 2], была предложена в 1934 г.

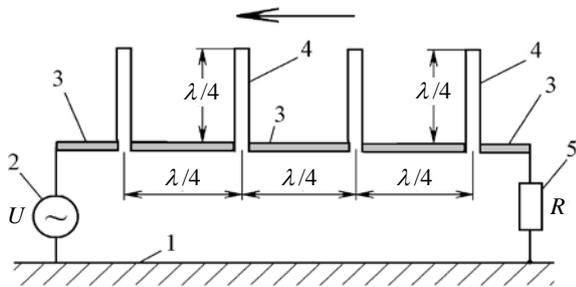


Рис. 1. Петлевая антенна фирмы Маркони с четвертьволновыми шлейфами: 1 – противовес; 2 – возбуждающий генератор; 3 – излучающие ветви; 4 – шлейфы; 5 – поглощающая нагрузка

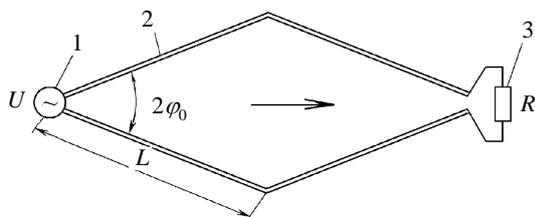


Рис. 2. Ромбическая петлевая антенна: 1 – возбуждающий генератор; 2 – излучающие ветви; 3 – поглощающая нагрузка

Антенна отличалась, по мнению авторов, значительной диапазонностью и обеспечивала неизменные ДН и входные сопротивления в двух- и трехкратном диапазонах волн.

Очевидно, недостатком рассмотренных выше антенн с активным сопротивлением R в ветвях был невысокий КПД, поэтому при использовании передатчиков большой мощности возникали проблемы с рассеянием ее значительной части в поглощающей нагрузке.

Предлагалось также применять емкостные нагрузки для улучшения характеристик петлевых и штыревых вибраторных антенн. Например, предложенная в 1929 г. в СССР рамочная

(рис. 3, а) и кольцевая антенна с синфазным током фирмы *General Electric Company* (рис. 3, б), предложенная в 1943 г. [1].

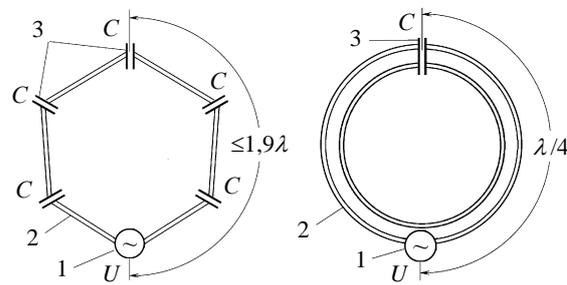


Рис. 3. Петлевые антенны В. В. Татаринова (а) и производства фирмы *General Electric Company* (б) [1]: 1 – возбуждающий генератор; 2 – излучающие проводники; 3 – емкостные нагрузки

В обеих антеннах конденсаторы включались для получения квазиизотропной ДН в плоскости излучателя. В антенне (рис. 3, а) конденсаторы включены с интервалом не более $0,63\lambda$, и их величина подбиралась экспериментально для получения максимально возможного постоянства амплитуды и фазы тока по длине провода антенны. К недостаткам антенны можно отнести ее большие размеры. В кольцевой антенне с синфазным током (рис. 3, б) конденсатор 3 включен в точках, диаметрально противоположных узлу возбуждения 1.

В вибраторных штыревых антеннах (рис. 4) для получения синфазного равномерно распределенного тока также предлагалось включать конденсаторы через подобранные промежутки [1]. В этой работе предложена методика определения величины конденсатора C при заданном интервале l между включенными конденсаторами. Предполагалось, что первая пучность тока от конца вибратора должна совпадать с серединой отрезка l . Так как сопротивление холостого отрезка длиной $\lambda/4$ равно нулю, условно вводился короткозамыкатель M и сопротивление на клеммах «а-а» определялось по формуле $Z_{aa} = i\rho \operatorname{tg}(kl/2)$.

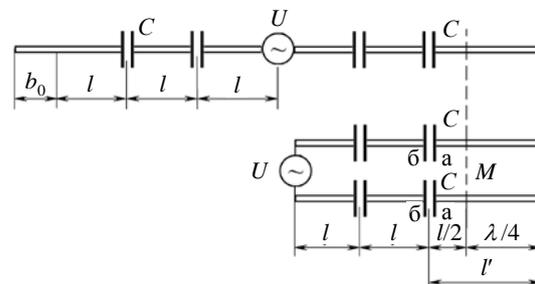


Рис. 4. Вибраторная антенна с конденсаторами и ее эквивалентная схема в виде двухпроводной линии

По замыслу разработчиков сопротивление ближайшей пары конденсаторов должно из-

менить на клеммах «б–б» знак сопротивления Z_{aa} на обратный, следовательно, на клеммах «б–б» сопротивление должно быть равным $Z_{bb} = -i\rho \operatorname{tg}(kl/2)$. Чтобы получить этот результат, сопротивление пары конденсаторов должно быть равным $X_{2C} = 2\rho \operatorname{tg}(kl/2)$, а сопротивление одного из них $X_C = \rho \operatorname{tg}(kl/2)$, где ρ – волновое сопротивление отрезка антенны длиной $l/2$.

К сожалению, в [1] в расчете антенны (рис. 4) отсутствуют ответы на некоторые важные вопросы, например:

1) Из каких соображений выбрана величина интервала l между конденсаторами?

2) Почему первая пучность тока от конца вибратора должна совпадать с серединой отрезка l ?

Ответы на эти вопросы можно получить в результате исследования комплексного распределения тока и входного импеданса для подобного вибратора, как изложено в работах [12–14, 38, 39] и в разд. 2 статьи.

2. Миниатюризация, расширение частотного диапазона и управление ДН вибраторных антенн диапазона СВЧ. Одновременно с разработкой и совершенствованием проволочных вибраторных антенн (малогабаритных, многочастотных и широкополосных, с управляемыми ДН, штыревых, петлевых, рамочных, кольцевых и спиральных) развивался и совершенствовался математический аппарат их расчета.

2.1. *Методы расчета вибраторных антенн с реактивными и импедансными нагрузками.* Можно выделить три основных подхода при исследовании вибраторных антенн:

- приближенные методы, использующие предполагаемое распределение значения тока на антенне и методы суперпозиции этих токов;
- приближенные методы, основанные на замене антенны эквивалентной длинной линией (ЭДЛ);
- точные методы, основанные на решении интегродифференциальных или интегральных уравнений (ИУ) в строгой постановке относительно неизвестного значения комплексного тока на антенне.

Приближенные методы основаны на предположении, что распределение тока вдоль антенны заранее известно и, как правило, подчиняется гармоническому (синусоидальному) закону. При этом фаза тока вдоль вибратора постоянна, а в «узлах» тока изменяется скачкообразно на 180° . Подобный подход к решению антенных задач применяется в методах с использованием вектора Пойнтинга, наводимых электродвижущих сил, эквивалентной линии, биконической антенны и других. В самой сущности этих методов уже заложена погрешность результатов, обусловленная неточным заданием распределения тока в антенне или антенной системе. Когда погрешность расчетов выходит за рамки допустимых значений, задачу приходится решать в строгой постановке.

Точные методы основаны на решении основной задачи теории антенн в строгой постановке, которая формулируется следующим образом. Необходимо определить распределение комплексного тока на антенне при заданном значении стороннего поля возбуждающего генератора и функции влияния [7]. Затем при известном токе можно найти все необходимые внутренние и внешние параметры антенны, такие как комплексное входное сопротивление или входной импеданс ($Z_{вх}$), коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН, K_c), относительную полосу пропускания ($2\Delta f / f_0$), добротность излучения (Q_Σ), коэффициент полезного действия (КПД), коэффициент направленного действия (КНД), поляризационные характеристики и другие параметры [8].

При этом известны две основные разновидности строгих методов расчета. Первая разновидность основана на решении интегродифференциального или ИУ, полученного в 1897 г. Н. С. Поклингтоном [9], которое имеет вид

$$\int_{-d}^d I_z(z') \left[\frac{\partial^2 G(z, z')}{\partial z^2} + k^2 G(z, z') \right] dz' = -i\omega \varepsilon_a E_z^i(z), \quad -d \leq z \leq d, \quad (1)$$

где d – длина плеча симметричного вибратора; $I_z(z)$ – искомый ток на вибраторе; z и z' – точки наблюдения на поверхности вибратора и точки интегрирования (источников) на оси вибратора, соответственно; $G(z, z')$ – функция Грина; k – волновое число, равное $\omega \sqrt{\varepsilon_a \mu_a}$; ω – круговая частота; ε_a, μ_a – абсолютная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; $E_z^i(z)$ – стороннее электрическое поле.

Вначале уравнение Поклингтона (1), представляющее собой в принципе ИУ Фредгольма I рода, редко использовалось при расчетах. Позднее началось его интенсивное освоение.

Одновременно развивалась вторая разновидность ИУ для токов в антенне под названием уравнение Халлена [3, 7] вида

$$\int_{-d}^d I_z(z') G(z, z') dz' = -\frac{i}{W} \left(C_1 \cos kz + \frac{U}{2} \sin k|z| \right), \quad (2) \\ -d \leq z \leq d,$$

где W – волновое сопротивление свободного пространства; C_1 – постоянная величина, которая определяется из условия равенства нулю тока на концах вибратора, $I_z(\pm d) = 0$; U – напряжение возбуждающего генератора.

В середине прошлого столетия уравнения (1) и (2) решались методами последовательных приближений, вариационным методом или

методом разложения в ряды Фурье. Во второй половине XX столетия был разработан численный метод решения ИУ для тока путем сведения его к системе линейных алгебраических уравнений и решения их относительно распределения тока на антенне с использованием ЭВМ. Этот метод известен как метод моментов [7].

Следует отметить существенное отличие между возможностями расчета вибраторных антенн и антенных решеток (АР) с использованием уравнений (1) и (2). Как отмечено выше, для решения ИУ (2) необходимо задавать условие равенства нулю тока на концах вибратора, $I_z(\pm d) = 0$, что не совсем корректно и физически не оправдано, так как не дает возможности, например, учитывать при расчетах толщину стержня вибратора, на концах которого ток не равен нулю.

При решении уравнения (1) отсутствует необходимость задавать подобное условие. При замыкании между собой наружных свободных ветвей проволочной антенны (рис. 5) для представления ее в виде замкнутого ромба (квадрата, параллелограмма) на концах ветвей антенны образуется пучность (максимум) действующего значения тока, и условие $I_z(\pm d) = 0$ противоречит реальности.

Следовательно, с помощью уравнения (1) можно решать без дополнительных условий намного больше задач для различных видов про-

лочных антенн (штыревых и петлевых). Однако в уравнениях (1) и (2) не предусмотрена возможность учета при расчетах включения вдоль ветвей импедансных нагрузок $Z_1...Z_M$, где M – количество включаемых нагрузок, а также конфигурации антенны.

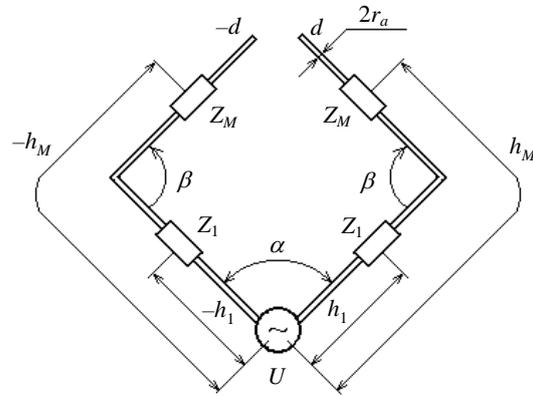


Рис. 5. Общий вид произвольно изогнутого вибратора с сосредоточенными импедансными нагрузками $Z_1...Z_M$

Учитывая отмеченные выше особенности ИУ (1) и (2), а также достоинства ИУ (1) и с целью расширения круга исследуемых штыревых, петлевых и спиральных проволочных антенн и АР с корректирующими нагрузками в ветвях, в 60–70-х годах прошлого столетия на основе ИУ (1) днепропетровскими учеными было разработано следующее уравнение [10–12]:

$$\int_{-d}^{+d} I(s') \left\{ \partial / \partial s' [G(s, s') - G(-s, s')] - k^2 \int_{-s}^s G(\xi, s') (\vec{\xi}, \vec{s}') d\xi \right\} ds' +$$

$$+ i\omega \varepsilon_a \int_{-s}^s I_\xi(\xi) \sum_{v=1}^M Z_v \delta(\xi - h_v) d\xi = i\omega \varepsilon_a \int_{-s}^s E^{exc}(\xi) d\xi, \quad (-d \leq s \leq d), \quad (3)$$

где $G(s, s') = e^{-ik\Delta} / \Delta$; $G(\xi, s') = e^{-ik\Delta} / \Delta$ – функции Грина; $E_s^{exc}(s)$ – функция возбуждения антенны; s, ξ – точки наблюдения на поверхности проводника; s' – точки источников на оси проводника; Δ – расстояние между точкой источника и точкой наблюдения; $\vec{\xi}, \vec{s}'$ – единичные векторы, касательные к поверхности и оси проводника в точке наблюдения и в точке источника, соответственно; Z_v – значения погонных импедансов, включенных в проводник на расстояниях h_v ; $\delta(\xi - h_v)$ – дельта-функция Дирака; M – количество импедансных элементов, включаемых в плечо антенны на расстояниях h_v .

Интегральное уравнение (3), по сравнению с известными ранее ИУ для решения ан-

тенных задач, обеспечивало возможность моделирования вибраторов различной конфигурации и изгибов плечей, изменения электрической длины и поперечного сечения вибраторов (рис. 5). Это уравнение также обеспечивало возможность включения в произвольных точках излучающих ветвей реактивных или комплексных нагрузок $Z_1...Z_M$ и возбуждающих источников U [13–15]. Результаты решения на ЭВМ интегрального уравнения (3) для вибраторов с нагрузками и без них хорошо согласуются с расчетными и экспериментальными данными [4–6, 13–15]. Уравнение Поклингтона (1) при этом является частным случаем уравнения (3).

На основе ИУ (3) разработана и зарегистрирована в государственном Фонде алгоритмов и программ программная среда *Distribution* [16] с

использованием программного языка Фортран. В этой программной среде были выполнены расчеты антенн (рис. 5) с нагрузками на ЭВМ БЭСМ-6 (аналог IBM-360). Как следует из более поздних публикаций, например [17], и как видно из появившихся позднее новых компьютерных программ для моделирования и расчетов антенн (*WIRE*, *SuperNEC*, *MMANA*, *FEKO*, *Microwave Vizio*), подобных программе *Distribution* [16] и основанных на решении линейных или поверхностных ИУ относительно тока, идеи и результаты, изложенные в работах [10–15], получили дальнейшее развитие.

Очевидно, что для получения оптимальных результатов по параметрам интересующих нас антенн с нагрузками необходимо применять математический аппарат синтеза, анализа и оптимизации параметров этих антенн в виде обобщенного единого алгоритма, решающего заданную задачу. Например, в работе Б. М. Левина и других авторов [18] решается задача определения емкостных нагрузок, включенных в линейную проволочную антенну, обеспечивающих в заданном частотном диапазоне высокий уровень согласования антенны с питающим кабелем и максимум излучения в плоскости, перпендикулярной его оси. Задача решена методом нелинейного математического программирования. Определены достижимые характеристики антенны в зависимости от ее размеров и рабочей частоты. Показано, что включение нагрузок позволяет уменьшать влияние окружающих металлических предметов на ДН одиночной антенны и фазированной АР, что имеет важное практическое значение. Этот метод был применен авторами в сочетании с методом ИУ, методом моментов и системой кусочно-синусоидальных базисных функций. В соответствии с используемым принципом ищется вектор параметров \vec{X} , обращающий в минимум целевую функцию $F(\vec{X})$ при наложенных ограничениях. В данном случае регулируемые параметрами X являются емкостные нагрузки и координаты их включения в антенну. Целевая функция представляет собой сумму парциальных функционалов $F_j(\vec{X})$ с весовыми коэффициентами p_j :

$$F(\vec{X}) = \sum_j p_j F_j(\vec{X}).$$

Для построения парциальных функционалов $F_j(\vec{X})$ используется среднеквадратический критерий

$$F_j = \frac{1}{N_f N_l} \sum_{n_f=1}^{N_f} \sum_{n_l=1}^{N_l} (f_j - f_{j_0})^2,$$

где n_f – номер частоты; n_l – номер точки включения емкости; N_f, N_l – число частот и точек разбиения; f_j – электрическая характеристика антенн и антенных решеток (например, амплитуда или фаза тока в заданной точке n_l на частоте n_f), гипотетическое значение этой характеристики, к которому следует стремиться.

В работах [19, 20, 23, 27, 28, 31, 32, 37, 44] получен ряд изложенных ниже научно-практических результатов по основным параметрам малогабаритных, двух- и многочастотных, широкополосных антенн. При этом используются идеи структурно-параметрического синтеза и оптимизации антенн с нагрузками в сочетании с анализом методом ИУ [37, 18].

2.2. Уменьшение размеров и массы антенн путем включения в излучающие ветви реактивных и комплексных нагрузок. Исследование методов уменьшения размеров штыревых и петлевых проволочных антенн с реактивными нагрузками началось в 40–60-е годы прошлого столетия Р. Кингом и С. Гаррисоном [3–6]. Была рассмотрена задача о прямолинейной электрически малой антенне (ЭМА) конечной толщины с симметрично включенной в каждое плечо КИ. Задача решалась приближенным методом суперпозиции путем условного наложения друг на друга трех антенн одинаковой геометрической длины. Приведенный метод не лишен недостатков: в своей основе он является приближенным, так как основан на теории цепей и методе суперпозиции гармонических амплитуд токов на вибраторах, в котором точность расчетов определяется точностью, с которой предположительно задается функция распределения тока вдоль вибратора.

Уменьшенные в два и более раз проволочные П-образные антенны с разомкнутыми концами (рис. 6, а) с индуктивными нагрузками (ИН) в излучающих ветвях исследованы в работах [19–22].

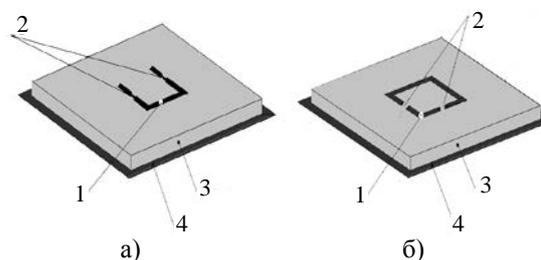


Рис. 6. Общий вид микрополосковых ЭМА (П-образная антенна (а) с индуктивными нагрузками и ромбическая (б) с емкостными нагрузками): 1 – источник возбуждения; 2 – реактивные нагрузки; 3 – диэлектрическая подложка; 4 – металлический экран

Как следует из графиков рис. 7, включение индуктивных нагрузок в плечи антенны (рис. 6, а) приводит не только к обращению в нуль реактив-

ной составляющей входного сопротивления, но и к росту активной составляющей, что способствует повышению эффективности антенны.

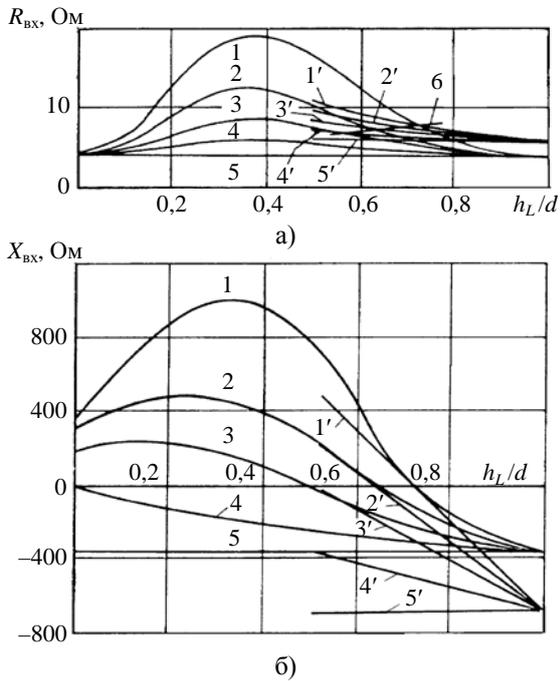


Рис. 7. Графики зависимостей входных сопротивлений П-образной ЭМА с длиной плеча $d = 0,12\lambda$, $R_{вх}$ (а), $X_{вх}$ (б) от координаты места расположения (h_L/d) в ней индуктивной нагрузки

На графиках рис. 7 введены следующие обозначения кривых (для координат включения возбуждающих СВЧ источников U $h_{и} = 0$ и $h_{и} = \pm 0,48d$ соответственно) при реактивном сопротивлении нагрузки: 1, 1' – $X_L = i450 \text{ Ом}$; 2, 2' – $X_L = i377 \text{ Ом}$; 3, 3' – $X_L = i300 \text{ Ом}$; 4, 4' – $X_L = i150 \text{ Ом}$; 5, 5' – $X_L = 0$; 6 – резонансное сопротивление антенны.

Свойство повышения $R_{вх}$ ЭМА с включенной чисто индуктивной нагрузкой на первый взгляд может быть воспринято как необычное явление. Однако такой положительный результат объясняется улучшением формы функции распределения тока вдоль ЭМА при включении ИН в разных точках антенны и сопровождается существенным повышением эффективности излучения (приема) ЭМА при неизменном возбуждающем напряжении U . При этом рост $R_{вх}$ ЭМА при обращении $X_{вх}$ в нуль приводит к понижению КСВН и, следовательно, к улучшению согласования ЭМА с подводящим фидером.

Это положительное свойство штыревых «разомкнутых» ЭМА различной конфигурации является новым, полезным и малоизвестным.

Также результаты исследований подобных антенн [19–22] показывают, что при умень-

шении, например, вдвое ЭМА с ИН относительно обычного резонансного размера ее полоса пропускания сужается приблизительно с 10 до 1,5...2,0 % по уровню КСВН ≤ 2 . То есть двойной выигрыш в уменьшении массы и габаритов ЭМА приводит к приблизительно пятикратному сужению рабочего частотного диапазона ЭМА, что следует учитывать при разработке подобных малогабаритных антенн и необходимости использовать фильтрующее свойство таких узкополосных ЭМА при эксплуатации.

Для уменьшения размеров петлевых «замкнутых» антенн некоторые авторы предлагали включать реактивные или комплексные нагрузки или выполнять проводники антенны из различных импедансных структур [4, 6].

На рис. 6, б и 8 приведены общий вид и графики входных сопротивлений ромбической ЭМА с емкостными нагрузками в излучающих ветвях.

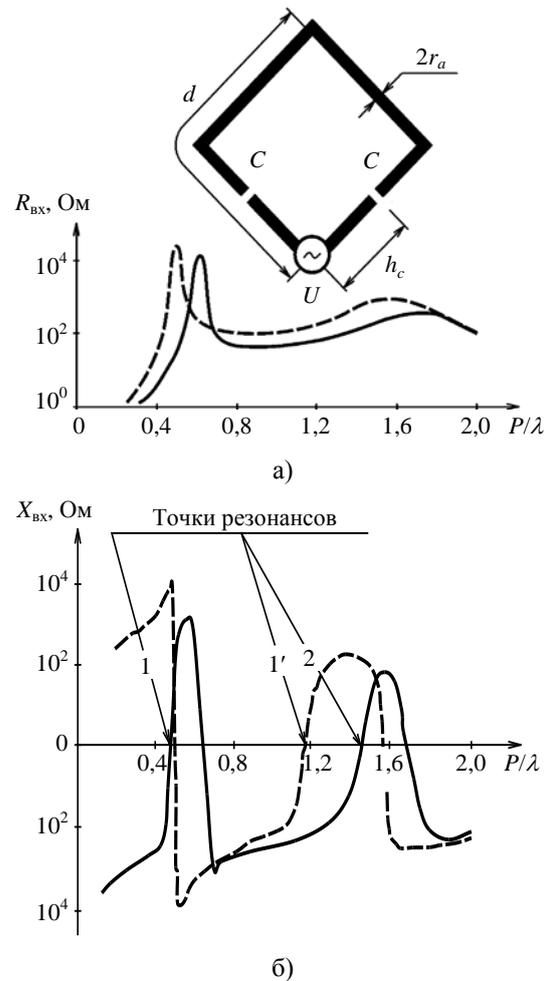


Рис. 8. Графики частотной зависимости активной (а) и реактивной (б) составляющих входного сопротивления ромбической ЭМА с емкостными нагрузками. Сплошные линии $R_{вх}$ и $X_{вх}$ – ромбическая ЭМА с емкостными нагрузками; пунктирные линии $R_{вх}$ и $X_{вх}$ – обычная ромбическая антенна без нагрузок; P – периметр ЭМА

Из графиков следует, что возможно создание новых петлевых ЭМА, уменьшенных вдвое и более раз, за счет создания в антенне «дополнительного» резонанса тока в сравнении с антенной без емкостных нагрузок [23–25]. Этот дополнительный резонанс сопровождается обращением в нуль реактивной составляющей входного сопротивления ЭМА и значительным снижением КСВН при определенных значениях емкостных нагрузок и точек их включения. Такое свойство способствует улучшению согласования замкнутых ЭМА с подводящим фидером при его волновом сопротивлении, например, 50 Ом.

Отметим, что рассмотренные выше ЭМА (рис. 6) могут послужить основой для создания двухчастотных микрополосковых антенн и АР для современных дуплексных каналов сотовой наземной или спутниковой связи.

При структурно-параметрическом синтезе рассмотренных выше ЭМА с включенными в излучающие ветви нагрузками вначале для определения начального приближения значений индуктивных (емкостных) нагрузок и мест их включения используется приближенный метод, например, метод ЭДЛ. Анализ и оптимизация ЭМА выполняется методом ИУ относительно распределения комплексного тока на проводниках антенны с последующим определением всех параметров антенны.

Для варианта П-образной ЭМА с индуктивными нагрузками (рис. 6, а) оптимизация режима последовательного резонанса в ЭМА с использованием начального приближения значения индуктивности L_k достигается минимизацией целевой функции вида

$$\min \left\{ \left[|X_{\text{вх}}(L_k) - X_{\text{вх}}^{\text{opt}}| / X_{\text{вх}}^{\text{opt}} \right]^2, k = 1, 2, \dots, K, \right. \\ \left. L_k \in (L_1, L_K), L_{\text{рез}}^{\text{IV}} \in (L_1, L_K), U, f, d, \right. \\ \left. r_a, h_L = \text{const}, \right.$$

где $X_{\text{вх}}(L_k)$ – реактивная составляющая входного сопротивления антенны при включенном в нее индуктивном элементе L_k ; $X_{\text{вх}}^{\text{opt}}$ – требуемое значение реактивной составляющей входного сопротивления антенны; f – частота возбуждающего генератора.

Оптимальным решением данной задачи является значение индуктивности L^* , обеспечивающее минимальное значение вышеприведенного критерия оптимальности $X_{\text{вх}}^{\text{opt}}$.

Спиральные антенны находят применение в радиосвязи и радионавигации благодаря обеспечению круговой (эллиптической) поляризации излучаемого (принимаемого) ЭМ поля и отсутствию необходимости в отражателе (экране)

для получения направленного излучения вдоль оси антенны.

Задача об обычной спиральной конической равноугольной антенне была решена в строгой постановке с определением комплексного распределения тока вдоль ее ветвей и соответствующих ДН в 1968 г. Д. Джемом и К. Мэем [27]. Однако, как следует из этой работы, попытка укорочения ветвей относительно обычного оптимального значения приводит к увеличению уровня обратного излучения антенны. Поэтому в ряде работ предлагается решать вопрос миниатюризации спиральных антенн путем включения в излучающие ветви разнообразных распределенных или сосредоточенных импедансных нагрузок.

В работах [28, 29] приведены результаты исследований укорочения ветвей спиральной равноугольной конической логопериодической ЭМА дециметрового диапазона с импедансными нагрузками (рис. 9) и оптимизации параметров подобных антенн путем подключения на нижних концах антенны вблизи ее основания импедансных поглощающих нагрузок.

Нагрузки 3 (рис. 9) уменьшают величину отраженной волны тока от концов спирали, благодаря чему снижается уровень обратного излучения антенны. Это в свою очередь позволяет при некотором снижении эффективности антенны уменьшить ее размеры при сохранении приемлемой характеристики направленности. Для оптимизации параметров таких антенн применяется метод нелинейного математического программирования в сочетании с расчетом ДН в дальней зоне. В соответствии с этим принципом ищется вектор параметров X , обращающий в минимум целевую функцию $F(X)$ при наложенных ограничениях.

В данном случае регулируемые параметрами являются: толщина подложки нагрузки 3 – X_1 ; шаг спирали нагрузки X_2 ; ширина проводника полосковой линии нагрузок X_3 (рис. 9). Целевая функция представляет собой сумму парциальных функционалов $F_j(X)$ с весовыми коэффициентами p_j . Для построения парциальных функционалов $F_j(X)$ используется среднеквадратический критерий:

$$F_j(X) = \frac{1}{MNK} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K (f_j - f_{j_0})^2,$$

где M, N, K – число вариаций толщины подложки, шага спирали нагрузки, ширины проводника полосковой линии, соответственно; условные параметры: f_1 – расчетный уровень обратного излучения; f_2 – КПД антенны; f_{j_0} – заданные значения соответствующих параметров.

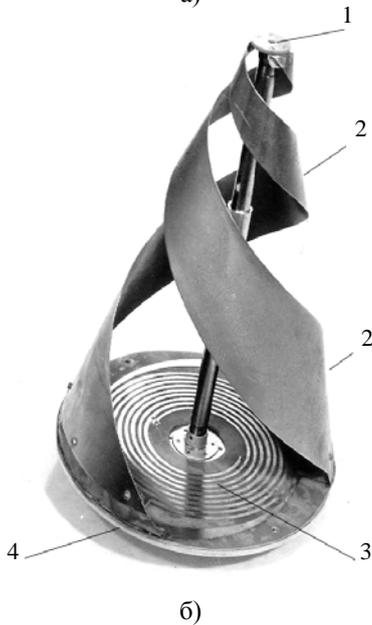
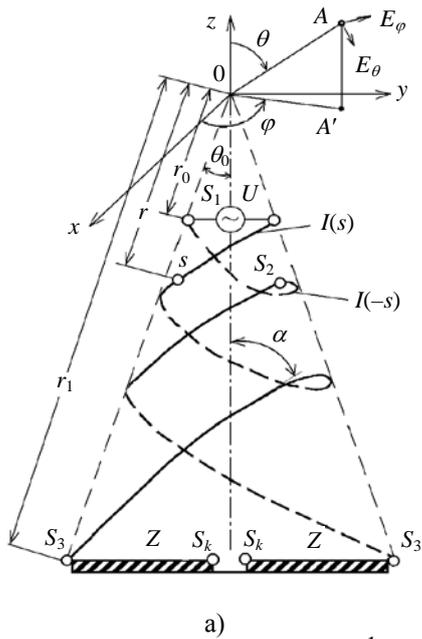


Рис. 9. Расчетная схема (а) и действующий образец (б) малогабаритной спиральной антенны с импедансной нагрузкой в основании: 1 – узел возбуждения; 2 – излучающие ветви; 3 – поглощающие нагрузки; 4 – металлическая подложка

С целью проверки влияния нагрузки на ДН антенны в дальней зоне используются обычные выражения для векторов излучения в декартовой системе координат для 1-й и 2-й ветвей спирали. Расчеты ДН на ЭВМ проводятся для разных значений модуля коэффициента отражения Γ . На рис. 10 приведены результаты расчетов ДН для составляющей поля E_θ в случае оптимальной нагрузки ($\Gamma = 0$) и разных длин ветвей спирали L/λ .

На этих же рисунках для сравнения пунктирными линиями нанесены ДН при отсут-

ствии нагрузки в антенне ($\Gamma = -1$). Как следует из рис. 10, при малых электрических длинах ветвей спиральной антенны наличие нагрузок в антенне способствует повышению ее направленных свойств вдоль оси антенны.

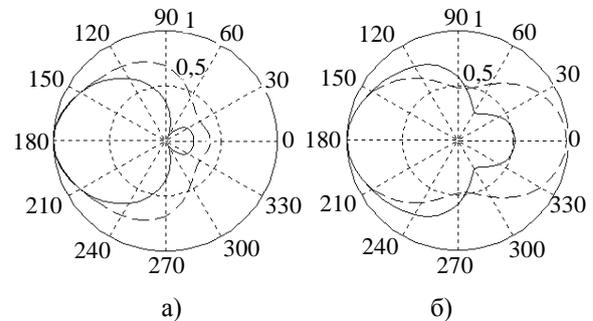


Рис. 10. ДН спиральной конической логопериодической антенны с нагрузкой (рис. 9) при $\theta_0 = 19^\circ$, $\alpha = 52^\circ$: а) $L/\lambda = 0,39$; б) $L/\lambda = 0,26$

Исследования показали, что применение поглощающих плоских спиральных нагрузок в виде двухзаходной полосковой линии с потерями, подключенных к излучающим ветвям спиральной ЭМА, позволяет значительно уменьшить ее физические размеры при обеспечении направленных свойств.

2.3. Двухчастотные и многочастотные вибраторные антенны с реактивными нагрузками. С точки зрения обеспечения антенной требуемого частотного диапазона различают многочастотные (двухчастотные) и широкополосные антенны. Антенны первой разновидности обеспечивают одновременную передачу (прием) радиоволн на нескольких фиксированных частотах или частотных диапазонах, второй разновидности – обладающей улучшенными приемопередающими свойствами в некотором расширенном непрерывном частотном диапазоне.

Рассмотрим двухчастотные и многочастотные антенны. Пусть требуется, чтобы антенна или АР обеспечивала одновременную работу радиосистем на нескольких разнесенных (более 20...30 %) и обеспечивала при этом на нескольких частотных диапазонах приемлемые входные сопротивления около 50...100 Ом, КСВН < 1,3 и необходимые ДН. Одним из вариантов, удовлетворяющих указанным требованиям, является так называемая «антенна с нагрузкой» Д. Л. Смита [30], длина плеча которой $d = 0,25 \lambda_n = 0,50 \lambda_v$, где λ_n и λ_v – длины волн нижней (f_n) и верхней (f_v) фиксированных рабочих частот. Нагрузки Z в виде колебательного LC-контура включены в разрывы в ветвях антенны на расстояниях $h_z = \pm 0,25 \lambda_v$. Очевидно, сопротивление колебательного контура при резонансе имеет чисто ак-

тивный характер, что в метровом диапазоне составляет несколько десятков килоом. На частотах, отличных от резонансных, это сопротивление при $f < f_B$ имеет индуктивный характер, а при $f > f_B$ – емкостной. На частоте $f = f_B$ рассмотренные нагрузки создают очень высокое сопротивление в точках их включения, что приводит к резкому снижению до нуля тока частоты f_B в этих точках и к эффективному подавлению указанного тока на наружных участках (относительно нагрузок) антенны. Во внутренних участках антенны возникает последовательный резонанс, и на частоте f_B формируется ДН, подобная ДН полуволнового вибратора. На частоте $f_H < f_B$ нагрузки действуют как небольшие индуктивности, и ток частоты f_H беспрепятственно распределяется вдоль всей антенны, вызывая в ней последовательный резонанс на частоте f_H , а ДН оказывается приблизительно такой же, как на частоте f_B .

В работах [31, 32] приведены результаты исследований двухчастотной двухштыревой антенны. Показано, что при определенных соотношениях рабочих частот присутствует эффект отсечки токов между близко расположенными параллельными вибраторами, что обеспечивает оптимальные входные сопротивления и квазиизотропные ДН на обеих рабочих частотах. Отсутствие этого эффекта при других соотношениях совмещаемых частот не позволяет получить необходимые значения КСВН и ДН. Предложен способ оптимизации характеристик направленности двухчастотных антенн для любых соотношений рабочих частот. Результаты исследований получены методами ИУ и ЭДЛ. В работе [33] предложена трехдиапазонная вибраторная логопериодическая антенна (ЛПА) с ортогональной линейной поляризацией волн (рис. 11), где для обеспечения двухдиапазонной работы близко расположенных вибраторов 3 используется эффект отсечки токов, описанный в [31, 32].

Также в составе данной ЛПА (рис. 11) применены Z-образные вибраторы ортогональной поляризации с индуктивными нагрузками, предложенные в [34]. Для разделения сигналов горизонтальной и вертикальной поляризации ЛПА (рис. 11) возможно использовать разделитель сигналов СВЧ с ортогональной поляризацией в соответствии с авторским свидетельством [35].

В метровом диапазоне длин волн, где объем и масса спиральных антенн зачастую становились нежелательно большими, разработчики предпочли применять вместо спиральных антенн более облегченные турникетные, обеспечивающие, как и спиральные, работу систем на волнах круговой (эллиптической) поляризации.

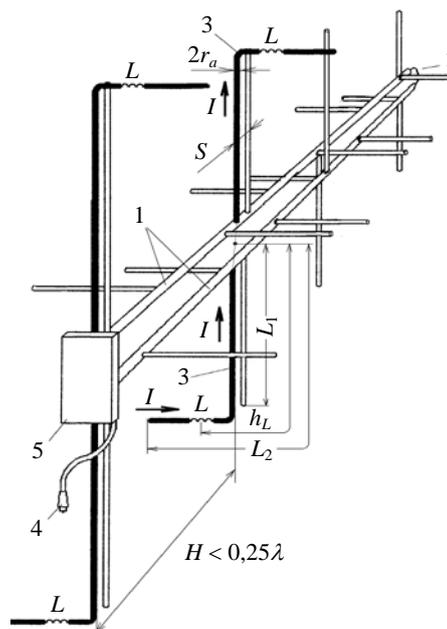


Рис. 11. Логопериодическая трехдиапазонная антенна ортогональной поляризации: 1 – распределительная линия; 2 – узел возбуждения; 3 – дополнительный Z-образный вибратор; 4 – входной высокочастотный разъем; 5 – основание антенны

В работе [36] изложены результаты анализа и оптимизации двухчастотной турникетной антенны (ТА) (рис. 12, 13) с включенными в разрывы излучающих ветвей импедансными элементами в виде коаксиальных отрезков, закороченных на конце. Исследование параметров антенны проводилось методами ЭДЛ и ИУ в сочетании с методом математического программирования [37]. К этой ТА предъявлены требования одновременного излучения и приема радиоволн СВЧ-диапазона на двух частотах, разнесенных более чем на 20 %. При этом в верхнем полупространстве атмосферы в секторе углов $\pm 75^\circ$ относительно оси Z должны быть сосредоточены максимальные значения коэффициентов усиления и эллиптичности антенны (K_3).

Вибраторы 1 антенны (рис. 13) с источниками возбуждения 2 и импедансными элементами 3 должны обеспечивать в соответствии с требованиями в подводящем фидере 7 на обеих частотах КСВН не более 1,4.

С целью соблюдения вышеизложенных требований, анализ и оптимизация ТА выполнены в два этапа.

На первом этапе производится оптимизация высоты подвеса вибраторов (H) над проводящей плоскостью и угла их наклона (θ) к оси стойки 4 (рис. 12) по критериям максимального распределения излучаемой мощности (P) в заданном секторе углов и максимального коэффициента эллиптичности (K_3) излучаемого ЭМ-поля в этом же секторе углов.

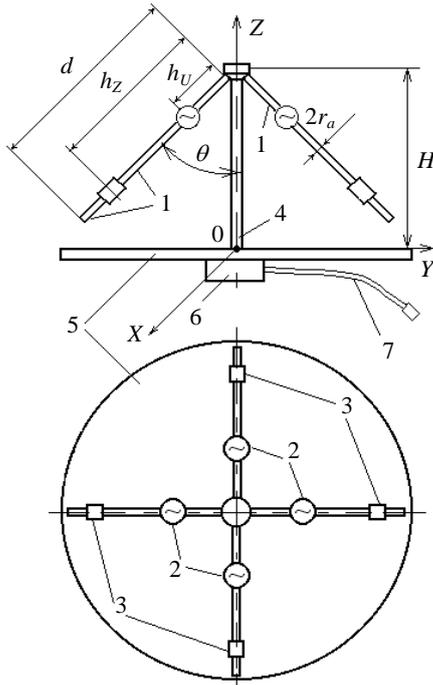


Рис. 12. Схематическое изображение двухчастотной турникетной антенны: 1 – излучатели; 2 – источники возбуждения; 3 – импедансные элементы Z; 4 – стойка с вибраторами; 5 – отражатель; 6 – согласующее устройство; 7 – подводящий фидер

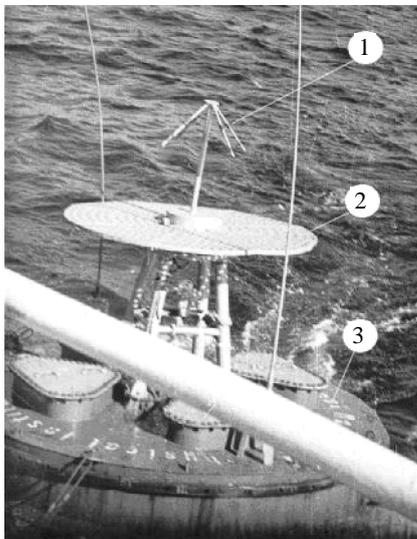


Рис. 13. Действующий образец приемно-передающей двухдиапазонной антенны автоматической буйковой станции МГИ НАН Украины для радиосвязи с космическими аппаратами: 1 – ТА круговой поляризации; 2 – отражатель; 3 – морской буй

На втором этапе выполняется оптимизация значений включенных в вибраторы импедансов Z (шлейфов) по критерию заданного КСВН (K_c^{opt}) на входных разъемах ТА при $f_n, f_v, H, \theta, h_z = \text{const}$. Тогда парциальные функционалы на обеих частотах имеют вид:

$$F_1(Z) = \min [K_{c,1}(Z_m) - K_c^{opt}]^2, \quad m = 1, 2, \dots, M, \\ Z_m \in (Z_1, Z_M);$$

$$F_2(Z) = \min [K_{c,2}(Z_n) - K_c^{opt}]^2, \quad n = 1, 2, \dots, N, \\ Z_n \in (Z_1, Z_N).$$

Общая целевая функция задачи оптимизации нагрузки записывается в виде:

$$F(Z) = \sum_{f=1}^2 p_f F_f(Z),$$

где p_f – весовые коэффициенты для обеих частот.

Расчет импедансных элементов в первом приближении производится методом ЭДЛ, а расчеты распределения тока, $Z_{вх}$, K , ДН и оптимизация импедансных элементов и других параметров излучателя выполняются методом ИУ (1), (3) в сочетании с методом математического программирования [37].

Для получения круговой (эллиптической) поляризации излучаемого поля амплитуды сигналов источников возбуждения всех вибраторов ТА должны быть одинаковы, а фазы соседних источников – отличаться на 45° с возрастающим или убывающим фазовым сдвигом, в зависимости от необходимого направления вращения плоскости поляризации.

В соответствии с теорией ЭДЛ, шлейф вносит в точках включения в вибратор индуктивное сопротивление на нижней частоте и емкостное – на верхней при условии, что его электрическая длина l приблизительно составляет $n = 0,25\lambda_{cp}$, где $n = 1, 3, 5, \dots, \lambda_{cp}$ – средняя длина волны относительно заданных нижней и верхней частот.

Требования к ТА по КСВН $< 1,4$ на обеих частотах путем оптимизации были удовлетворены, тогда как перед оптимизацией КСВН были недопустимо высокими (3,3 и 2,4). Координата включения шлейфа также оптимизирована и составила $0,2\lambda_{cp}$ при общей длине каждого вибратора $0,25\lambda_{cp}$. В результате в заданном секторе углов максимальный коэффициент направленного действия ДН составил 5 дБ, коэффициент эллиптичности излучаемого (принимаемого) поля – не менее 0,4. Экспериментальная проверка ТА на реальном морском объекте (рис. 13) показала хорошее согласование с расчетными данными.

2.4. Широкополосные штыревые и петлевые вибраторные антенны с емкостными нагрузками. Частотный диапазон обычных штыревых симметричных вибраторов ограничен по входному сопротивлению и по ДН из-за резкой частотной зависимости распределения тока вдоль антенны. Зачастую возникает необходимость

обеспечения работы приемно-передающих антенн и АР в расширенном частотном диапазоне. В этом случае применяют антенны, обладающие широкополосными свойствами (утолщенные штыревые, петлевые, биконические, логопериодические, спиральные и др.).

На практике требуется, чтобы широкополосная антенна (ША) или АР была проще по конструкции, меньше и легче, чего можно достичь, выполняя ША на основе проволочных антенн. При этом ША должна иметь ДН, близкую по характеристикам к ДН полуволнового или волнового вибратора в широком диапазоне частот порядка 20...100 % и более, активную составляющую входного сопротивления в пределах 50...100 Ом и реактивную – равную или близкую к нулю.

Вибраторные ША с емкостными нагрузками впервые были рассмотрены в 1947 г. [1]; их исследование и усовершенствование продолжалось. Например, в работе [38] для расчета симметричной цилиндрической антенны бегущей волны с двумя симметрично включенными импедансами на расстояниях $\pm h_z$ от основания антенны рассмотрено следующее дифференциальное уравнение:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) A_z(z) = i\omega \varepsilon_a \times \times \{Z(z) I_z(h_z) [\delta(z - h_z) + \delta(z + h_z)] - U \delta(z)\}, \quad (5)$$

$$(-d \leq z \leq d),$$

где $A_z(z)$ – продольная составляющая векторного потенциала.

В [38] показано, что включение в определенном месте плеча одной чисто реактивной нагрузки приводит к возникновению бегущей волны тока между точкой возбуждения и нагрузками. Это предположение подтверждается результатами экспериментальной проверки на частоте 600 МГц антенны длиной $d = 1$ м, радиусом $r_a = 0,003175$ м с реактивными нагрузками $X_C = -i363$ Ом, включенными в точках $h_C = \pm 0,811$ м. Между точками возбуждения антенны и указанными емкостными нагрузками образуется бегущая волна тока. Реализация такой антенны показала, что режим бегущей волны можно обеспечить при включении не только активных, но и реактивных нагрузок, что существенно увеличивает КПД антенны. Однако из-за большой длины ($d = 2\lambda$) такая антенна представляет больше теоретический, чем практический интерес.

Разработка такой антенны послужила определенным импульсом к созданию подобных антенн с чисто реактивными нагрузками (емкостными), что представлено в [39]. Здесь для полу-

чения экспоненциально спадающего к концам цилиндрической антенны распределения тока типа бегущей волны предложено включить в разрывы проводников через равные интервалы емкостные нагрузки, абсолютные значения которых экспоненциально увеличиваются к концу антенны. Включаемые конденсаторы выполнены в виде диэлектрических дисков, введенных между проводящими цилиндрическими отрезками. В плечо антенны длиной 250 мм было включено 39 диэлектрических дисков. В качестве исходного выражения для расчета этой антенны применялось дифференциальное уравнение (5), которое решалось относительно тока по формуле:

$$I_z(z) \psi \approx \int_{-d}^d I_z(z) G(z, z') dz',$$

где ψ – параметр разложения, определяемый из выражения $\psi = 2 \left(\ln \frac{2d}{r_a} - 1 \right)$.

На рассматриваемой в работе [39] антенне в частотном диапазоне 600...3 000 МГц ток экспоненциально затухает в направлении свободного конца и его распределение слабо зависит от частоты. При этом электрическая длина излучателя на низшей частоте диапазона $f_n = 600$ МГц составляет $d = 0,5\lambda_n$. Коэффициент стоячей волны по напряжению K_C данной антенны при наличии емкостных нагрузок заметно снижается и стабилизируется в диапазоне частот 600...3 000 МГц по сравнению с K_C излучателя без нагрузок. Диаграммы направленности рассмотренной антенны с нагрузками стабилизируются в трехкратном диапазоне частот (600...1 800 МГц). К сожалению, в [39] не указаны диэлектрическая проницаемость и тип материала, используемого в емкостных нагрузках. Большое число нагрузок различных размеров затрудняет реализацию такой антенны, а в [25] рассмотрена более простая ША в виде диэлектрической «капсулы» (рис. 14) с емкостными нагрузками внутри. Внутри капсулы 1 симметрично относительно ее середины вставлены проводящие стержни 2. Они чередуются с диэлектрическими вставками 3, которые вместе с разделяемыми ими стержнями 2 образуют определенные емкости и, следовательно, отрицательные реактивные нагрузки, зависящие от частоты.

Значения указанных емкостей определяются размерами стержней 2, вставок 3 и диэлектрической проницаемостью материала, из которого изготовлены вставки. Если число вставок в одном плече антенны больше трех, то можно значительно расширить ее полосу пропускания при суммарном сопротивлении вставок 3 одного плеча антенны на низшей частоте диапазона $X_C = -j(1\ 400 \dots 1\ 500)$ Ом.

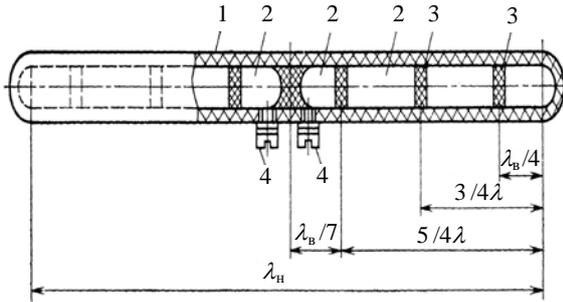


Рис. 14. Вибраторная широкополосная антенна-капсула с емкостными нагрузками: 1 – диэлектрическая оболочка; 2 – металлические стержни; 3 – диэлектрические вставки

Для достижения режима, близкого к режиму бегущей волны, вставки 3 монтируются внутри капсулы 1 на определенных расстояниях от свободных концов антенны, кратных нечетному числу четвертей короткой волны ($\lambda_{в}/4$, $(3/4)\lambda_{в}$, $(5/4)\lambda_{в}$, $(7/4)\lambda_{в}$, ...). Вставки вдоль антенны идентичны. Такая антенна обеспечивает в частотном диапазоне 75 % неизрезанную ДН и КСВН $K_c < 2$ (рис. 15) на ее входных клеммах 4.

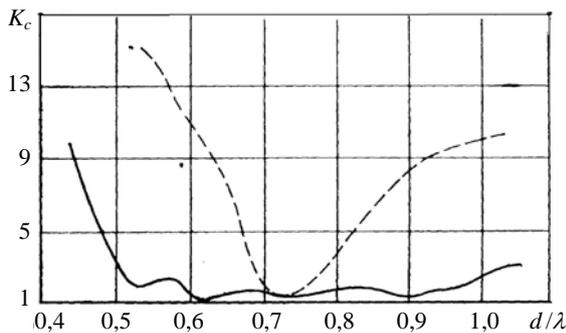


Рис. 15. Графики зависимости КСВН от электрической длины плеча антенны-капсулы с последовательно включенными тремя емкостными нагрузками (—) и без них (---)

Следовательно, включение емкостных нагрузок в вибраторные антенны и АР – один из перспективных и эффективных методов расширения их полосы пропускания.

Известен ряд способов расширения полосы пропускания петлевых антенн, среди которых отметим применение антенных проводников изогнутой, например змеевидной, формы, в результате чего уменьшается взаимная индуктивность изгибов, увеличивается емкостное сопротивление антенны и расширяется диапазон рабочих частот.

Утолщение ветвей петлевого вибратора в сочетании с применением реактивных элементов также позволяет расширить полосу пропускания излучателя до двух октав [25]. Эффективным способом является включение в токопроводящие ветви петлевых антенн сосредоточенных или распределенных реактивных нагрузок. В [41] предложена петлевая антенна с емкостными нагруз-

ками (рис. 16), обеспечивающая существенно расширенный частотный диапазон.

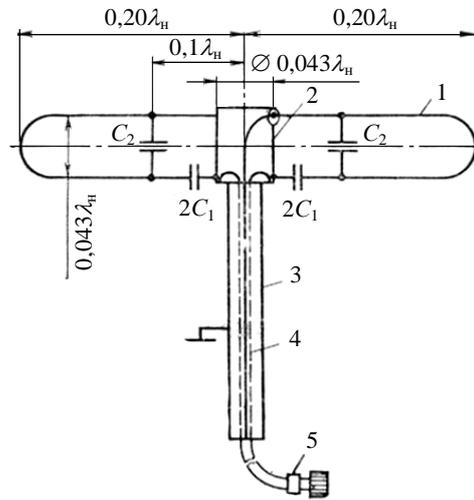


Рис. 16. Петлевая антенна с емкостными нагрузками

В этой антенне узел питания шлейф-вибраторов 1 размещен в полем металлическом цилиндре 2, закрепленном на трубке 3, внутри которой к нему проложен подводящий фидер 4 с высокочастотным разъемом 5. Для обеспечения диапазонных свойств антенны фидер питания 4 непосредственно подключен к шлейф-вибратору 1 без применения каких-либо симметрирующих устройств, при этом ДН антенны практически симметрична и подобна ДН обычного полуволнового вибратора. Методика расчета подобной антенны изложена в работе [23].

2.5. Осесимметричные широкополосные АР с емкостными нагрузками. Осесимметричные АР находят применение благодаря возможности получения круговой (эллиптической) поляризации ЭМ поля [42–44]. В работе [44] приведены результаты исследований входных сопротивлений, КСВН и ДН широкополосных вибраторных АР методом ИУ. Рассмотрены примеры осесимметричных АР, состоящих из четырех и восьми симметричных вибраторов с включенными емкостными нагрузками (рис. 17).

Показано, что для расширения частотного диапазона АР до 85 % по входному сопротивлению вибраторов и до 55 % по ДН решетки достаточно в каждое плечо вибратора включить по две емкостные нагрузки определенной величины. В работе отмечено, что для получения равномерных азимутальных характеристик излучения рассматриваемых осесимметричных плоскостных АР круговой поляризации достаточно удвоить число радиальных ветвей АР с четырех до восьми, обеспечивая соответствующий сдвиг фаз между вибраторами.

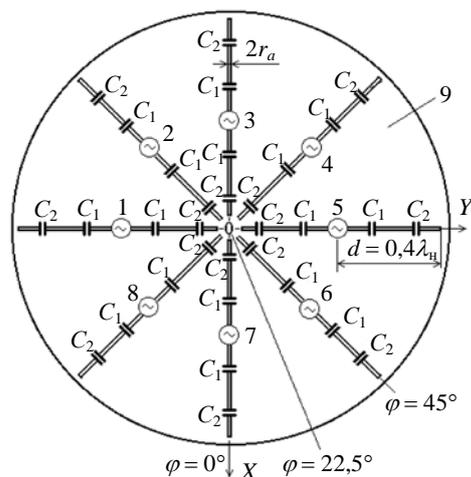


Рис. 17. Широкополосная вибраторная АР: 1–8 – вибраторы с емкостными нагрузками C_1 , C_2 ; 9 – проводящий экран

Благодаря наличию в АР емкостных элементов на вибраторах образуется режим, близкий к бегущей волне, расширяется рабочий частотный диапазон, уменьшается взаимовлияние между элементами решетки.

2.6. Улучшение направленных свойств вибраторных антенн. Известен ряд методов корректировки и улучшения направленности вибраторных антенн, например, путем выполнения плеч V-образной формы из проводников увеличенного поперечного сечения, придания плечам вибраторов разнообразной конфигурации, включения в плечи антенны сосредоточенных нагрузок.

Наиболее простым и эффективным методом корректировки ДН вибраторной антенны является включение в ее излучающие ветви реактивных нагрузок. Например, в [1] отмечалось, что антенна Франклина в виде симметричного штыревого вибратора с длиной плеча $0,75\lambda$ имеет высокую направленность и малый уровень боковых лепестков при включении в ее плечи на расстояниях от центра антенны $h_L = \pm 0,25\lambda$ так называемых «антирезонансных» КИ с большим индуктивным сопротивлением.

Проверка этого эффекта [16, 25] методом ИУ и экспериментально показала, что включение в антенну Франклина на расстояниях $h_L = \pm 0,25\lambda$ различных по величине сосредоточенных нагрузок (индуктивной, емкостной или активной) не оказывает на параметры антенны, в том числе на ее ДН, какого-либо влияния. Диаграмма направленности остается четырехлепестковой, и ее коэффициент направленного действия (КНД) в главном направлении близок к нулю. Из результатов этого расчетного и экспериментального исследования можно сделать вывод, что описанная в [1] антенна Франклина не выполняет предназначенные ей функции.

Однако включение в антенну подобной длины нагрузок в других точках, а именно $h_L = \pm 0,50\lambda$ и вблизи них, позволяет «исправить» ДН и увеличить КНД в главном направлении до значения 3,0, что свидетельствует об ошибочном выборе в антенне Франклина [1] места включения нагрузок.

Исследования также показали, что независимо от вида сосредоточенной нагрузки (LC -контур, раскрыт шунта, одиночная активная или реактивная нагрузка), ее влияние на параметры вибраторной штыревой антенны, особенно на ДН, максимально при ее включении на расстояниях от концов антенны, равных нечетному числу четвертей рабочей волны, и минимально при включении подобных нагрузок на расстояниях от концов антенны, равных четному числу четвертей рабочей волны. Это свойство штыревых антенн с сосредоточенными нагрузками рекомендуется использовать при их разработке.

3. Диэлектрические и плазменные антенны. Диэлектрические антенны (ДА) бегущей волны и АР на их основе исследованы в работах [2, 45] и др. Они представляют собой диэлектрические прямолинейные стержни или трубки с основным излучением вдоль их оси. Более глубокое исследование ДА было выполнено с применением теории дифракции ЭМ волн в работе [46]. Здесь использовано свойство векторов Кирхгофа для случая излучения из отверстия возбуждающего волновода и диэлектрического стержня ДА. Найдено расчетное выражение для поля излучения ДА, включая боковые лепестки, с учетом функций осевых и радиальных волновых чисел.

Первой в мире плазменной антенной (ПА) считается ионизированная лучевая антенна, предложенная в 1919 г. Дж. Геттенгером [47]. Современная ПА представляет собой герметичный трубчатый диэлектрический сосуд низкого давления, наполненный нейтральным газом типа аргона, неона, ксенона и т. п., доведенным до ионизированного плазменного состояния. Плазменные антенны могут выполняться в виде стержневых прямолинейных антенн и АР бегущей волны (подобно ДА), антенн и АР стоячей волны, подобных по форме металлическим антеннам (стержневым, петлевым, рамочным) [48, 49]. При разработке и исследовании ПА необходимо знать концентрацию (плотность) в единице объема ПА частиц разного сорта, т. е. электронов, ионов, атомов, молекул и др. Обычно электронная температура холодной плазмы ПА T_e не превышает 10^4 – 10^5 К, а концентрация заряженных частиц $N_e \approx N_i \approx 10^8$ – 10^{15} см⁻³. Причем такая плазма практически всегда слабо ионизирована (степень ионизации ~1 %) При заданных отмеченных выше параметрах холодной плазмы в ПА можно определить ее проводимость и диэлектрическую

проницаемость с использованием материалов работы [50], а затем и все необходимые расчетные параметры антенны, включая входные сопротивления, ДН, КНД, КПД ПА и другие.

В работе [51] определены фундаментальные ограничения для возбуждения поверхностной волны в ПА в зависимости от соотношения плазменной и рабочей частот ПА. В работе [52] приведены результаты исследований собственных и взаимных комплексных сопротивлений плазменных петлевых антенн в антенной решетке (рис. 18).

Подобные плазменные АР предложены в патентах [53, 54].

Отметим, что общим свойством стержневых диэлектрических и плазменных антенн бегущей волны является их «однаправленность», с максимумом ДН вдоль оси антенны, отсутствие необходимости в отражателе (рефлекторе), что упрощает и облегчает их конструкцию. Те и другие антенны обеспечивают по сравнению с металлическими скрытность от обнаружения радиолокационными средствами. Вместе с тем диэлектрические и ПА в корне отличаются между собой как различные физические структуры: например, диэлектрическая проницаемость ПА, в отличие от диэлектрической проницаемости ДА, – величина отрицательная [50].

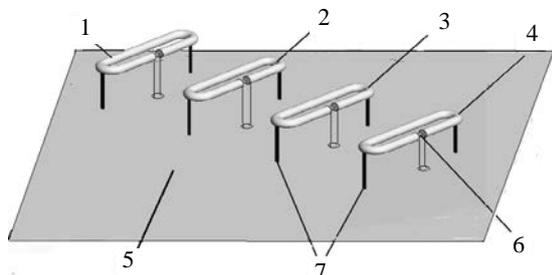


Рис. 18. Антенная решетка из петлевых ПА: 1–4 – петлевые ПА; 5 – металлическая отражающая пластина; 6 – узлы СВЧ возбуждения антенн и создания плазмы в трубках антенн; 7 – диэлектрические стойки

Оценку влияния на электродинамические параметры рассмотренных выше антенн точности соблюдения конструктивных размеров, выполнения нагрузок и выбора точек их включения в провода антенн можно проводить, используя аппарат статистической теории антенн, разработанной Я. С. Шифриным [55, 56] для больших зеркальных антенн и АР. Подобная оценка применительно к проволочным антеннам с нагрузками рассмотрена в работе [57].

Выводы. Работоспособность и эффективность рассмотренных антенн и АР с нагрузками была проверена как при наземных испытаниях, так и в условиях вывода на орбиту и работы в космическом пространстве на ряде космических

аппаратов (рис. 19, 20) и других объектах (рис. 13). Результаты исследований положительны и изложены в работах [36, 58].

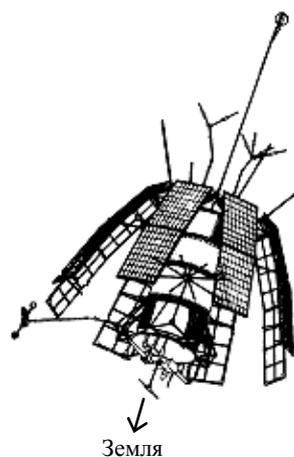


Рис. 19. Упрощенный внешний вид универсального искусственного спутника Земли АYOС-3 с аппаратурой и антеннами для исследований космического пространства

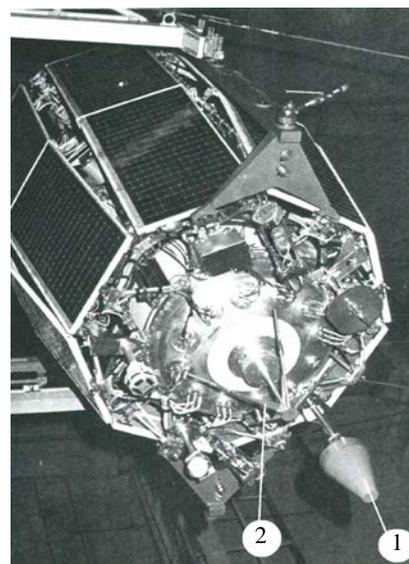


Рис. 20. Космический аппарат АYOС-3 типа «AUREOL-3» (СССР – Франция) со спиральной 1 и турникетной 2 антеннами диапазона СВЧ [58]

Автор выражает благодарность ведущему инженеру кафедры электронных средств телекоммуникаций ДНУ Е. Р. Безносовой за участие в оформлении статьи.

Библиографический список

1. Пистолькорс А. А. Антенны: учеб. пособие / А. А. Пистолькорс. – М.: Связьиздат, 1947.– 480 с.
2. Айзенберг Г. З. Антенны для магистральных коротковолновых радиосвязей / Г. З. Айзенберг. – М.: ГИЛВСР, 1948.– 464 с.
3. Hallen E. Theoretical investigations into transmitting and receiving qualities of antennas / E. Hallen // Nova Acta. – 1938. – 11, N 4.– P. 1–44.

4. King R.W.P. Theory of Linear Antennas / R. W. P. King. – Cambridge: Harward University Press, 1956. – 927 p.
5. Harrison C. W. Monopole with Inductive Loading / C. W. Harrison // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1963. – 11, N 4. – P. 394–400.
6. Harrison C. W. Folded Dipoles and Loops / C. W. Harrison, R. W. P. King // IRE Trans. Antennas. Propag. – 1961. – 9, N 2. – P. 171–187.
7. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митры; пер. с англ. под ред. Э. Л. Бурштейна. – М.: Мир, 1977. – 485 с.
8. ДСТУ 3801–98. Антени. Терміни та визначення. – Введено вперше 11.03.98. – К.: Держстандарт України, 1999. – 87 с.
9. Pocklington H. C. Electrical oscillations in wires / H. C. Pocklington // Proc. Camb. Phil. Soc. – L., 1897. – 9. – P. 324–332.
10. Коломойцев Ф. И. К расчету распределения тока на V-образных вибраторах / Ф. И. Коломойцев, В. С. Варывдин, В. В. Овсяников // Электродинамика и физика СВЧ: сб. науч. тр. / Днепропетровск. гос. ун-т. – Днепропетровск, 1970. – С. 33–39.
11. Варывдин В. С. О распределении тока и входном сопротивлении изогнутых вибраторов конечной толщины / В. С. Варывдин, Ф. И. Коломойцев, В. В. Овсяников // Изв. вузов. Радиофизика. – Горький, 1972. – 15, № 9. – С. 1398–1406.
12. Коломойцев Ф. И. Использование емкостных элементов для повышения широкополосности изогнутых вибраторов / Ф. И. Коломойцев, В. С. Варывдин, В. В. Овсяников // Радиотехника и электрон. – 1972. – 17, № 11. – С. 2429–2432.
13. Варывдин В. С. Исследование малогабаритных вибраторных антенн нагруженных сосредоточенными импедансами / В. С. Варывдин, В. В. Овсяников // Сб. научно-методич. статей по прикл. электродинамике. – М.: Высш. шк., 1980. – Вып. 3. – С. 31–49.
14. Овсяников В. В. К расчету штыревых и петлевых вибраторных антенн с последовательно включенными сосредоточенными нагрузками / В. В. Овсяников // Антенны: сб. / Науч.-техн. о-во радиотехники и электросвязи им. А. С. Попова. Антенная секция / под ред. А. А. Пистолькорса. – Вып. 31. – М.: Радио и связь, 1984. – С. 88–104.
15. Овсяников В. В. К расчету электродинамических характеристик проволочных телекоммуникационных антенн с импедансными элементами / В. В. Овсяников // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – К., 2007. – 50, № 7. – С. 51–59.
16. Романенко Е. Д. Расчет диаграмм направленности линейных вибраторных антенных решеток / Е. Д. Романенко, В. В. Овсяников // Гос. Фонд алгоритмов и программ «Системы автоматизированного проектирования». ЦНИИМАШ. Отраслевой фонд алгоритмов и программ САПР. Рег. № 1272 от 06.01.82. – М., 1982. – 25 с.
17. Fourie A. Super NEC: Antenna and Indoor Propagation Simulation / A. Fourie, D. Nitch // IEEE Antennas and Propagation. Magaz. – 2000. – 42, N 3. – P. 31–48.
18. Левин Б. М. Использование нагрузок в проволочных антеннах для получения заданных характеристик / Б. М. Левин, А. З. Фрадин, А. Д. Яковлев // Тр. междунар. симп. по электром. совместим.: сб. науч. докл. – СПб.: Гос. электротехн. ин-т. – 1993. – Ч. 1. – С. 319–322.
19. Овсяников В. В. Анализ и оптимизация антенных устройств из электрически коротких штыревых вибраторов с индуктивными нагрузками / В. В. Овсяников // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – К., 2002. – 45, № 1. – С. 56–63.
20. Овсяников В. В. Электрически малые штыревые антенны для радиосистем космической и авиационной техники / В. В. Овсяников // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – К., 2010. – 53, № 3. – С. 13–25.
21. Малогабаритные вибраторные антенны с реактивными нагрузками для космических аппаратов / А. Л. Макаров, В. В. Овсяников, А. Л. Ольшевский и др. // Антенны: науч.-техн. и теорет. журн. – М.: Радиотехника, 2010. – № 3 (154). – С. 42–53.
22. Овсяников В. В. Электрически уменьшенные вибраторные антенны / В. В. Овсяников, Л. А. Филинский // Міжнар. наук.-техн. конф. «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: тез. доп. – К., 2015. – С. 132–134.
23. Овсяников В. В. Расчет петлевых антенн с реактивными нагрузками / В. В. Овсяников // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2000. – 5, № 1. – С. 61–63.
24. А. с. 624540 СССР, МКИ Н01Q 7/00/. Рамочная антенна / В. В. Овсяников. – № 2430925/18-09; заявлено 17.12.76; опубл. 23.08.83, Бюл. № 31. – 6 с.
25. Овсяников В. В. Вибраторные антенны с реактивными нагрузками / В. В. Овсяников. – М.: Радио и связь, 1985. – 120 с.
26. Dubrovka F. F. Dual polarized compact antenna module / F. F. Dubrovka, Yu. V. Petrushevsky // 1st Int. Conf. Antenna Theory and Techniques (ICATT'95): proc. – Kharkiv, 1995. – P. 55.
27. Yeh Y. S. Theory of Conical Equiangular – Spiral Antennas Part II – Current Distributions and Input Impedances / Y. S. Yeh, K. K. Mei // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1968. – 16, N 1. – P. 14–21.
28. Овсяников В. В., Крюков А. В. Исследование характеристик спиральных конических логопериодических излучателей / В. В. Овсяников, А. В. Крюков // Авіаційно-космічна техніка і технологія: сб. наук. праць / Нац. аерокосм. ун-т «ХАІ». – Х., 2002. – Вып. 27. – С. 116–119.
29. Овсяников В. В. Малогабаритная спиральная коническая антенна для спутниковых систем / В. В. Овсяников, А. В. Крюков // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – К., 2005. – 48, № 10. – С. 59–64.
30. Smiht D. L. The Trap-Loaded Cylindrical Antenna / D. L. Smiht // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1975. – 23, N 1. – P. 20–27.
31. Krjukov A. The Antennas for Mobile Radio Communication / A. Krjukov, V. Ovsyanikov // 31st European Microwave Conf. (EuMA): Proc. – L., 2001. – Vol. 3. – P. 469–472.
32. Овсяников В. В. Анализ и оптимизация многочастотных излучателей для мобильной радиосвязи / В. В. Овсяников, А. В. Крюков // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – К., 2001. – 44, № 5. – С. 69–76.
33. Пат. 52711 Україна, МКІ Н01Q 11/10. Антена / В. В. Овсяников, Вл. В. Овсяніков. – № 99073884; заявл. 08.07.99; опубл. 15.01.03, Бюл. № 1. – 2 с.
34. А. с. 1081708 СССР, МКИ Н01Q 9/00/. Антенна / В. В. Овсяников. – № 3376097, заявл. 31.12.81; опубл. 23.03.84, Бюл. № 11. – 2 с.
35. А. с. 1617493 СССР, МКИ Н01P1/161. Разделитель сигналов СВЧ с ортогональными поляризациями / Ф. Ф. Дубровка, Н. П. Кадук. – Заявл. 14.06.88; опубл. 30.12.90, Бюл. № 48. – С. 4.
36. Овсяников В. В. Анализ и оптимизация двухчастотного турникетного излучателя с импедансными элементами в ветвях / В. В. Овсяников, О. В. Реута, Е. Р. Безносова // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2002. – 7, спец. вып. – С. 285–287.
37. Моусеев Н. Н. Методы оптимизации / Н. Н. Моусеев, Ю. П. Иванюков, Е. М. Столярова. – М.: Наука, 1978. – 352 с.
38. Nyquist D. P. Traveling Wave Linear Antenna with Nondissipative Loading / D. P. Nyquist, K. M. Chen // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1968. – 16, N 1. – P. 21–31.
39. Rao B. L. J. Broadband Characteristics of Cylindrical Antennas with Exponentially Tapered Capacitive Loading / B. L. J. Rao, J. E. Ferris, W. E. Zimmerman // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1969. – 17, N 2. – P. 145–151.
40. Dubost G. A Tuneable Thick Folded – dipole Operating in two Octaves / G. Dubost // IEEE AP-S Int. Symp.: Proc. – Urbana-Champaign, 1975. – P. 248–251.
41. А. с. 793269 СССР, МКИ Н01Q 7/00. Петлевая антенна / В. В. Овсяников. – № 2770481/18; заявл. 25.05.79; опубл. 23.08.83, Бюл. № 31. – 5 с.
42. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, Н. С. Давыдова и др. – М.: Радио и связь, 1981. – 432 с.

43. А. с. 1014429 СССР, МКИ НОIQ 21/24. Антенная решетка круговой поляризации / В. В. Овсяников, Е. Д. Романенко. – № 3336504/18-09; заявл. 12.09.81; зарегистрир. в Госреестре изобретений СССР 21.12.82. – 4 с.
44. Овсяников В. В. Исследование широкополосной вибраторной антенной решетки круговой поляризации / В. В. Овсяников // Радиофизика и радиоастрономия. – 1999. – 4, № 4. – С. 349–356.
45. Vouix M. Contribution a l'étude des antennes diélectriques / M. Vouix // Ann. Télécommun. – 1952. – 7, Iss. 5. – P. 217–238.
46. James J. R. Theoretical Investigation of Cylindrical Dielectric Rod Antennas / J. R. James // Proc. IEE. – 1967. – 114, Iss. 3. – P. 309–319.
47. Patent USA N 1,309,031. Aerial Conductor for Wireless Signaling and Other Purposes / J. Nettinger. – 1919.
48. Заявка 09 (044520), СССР, Н01Q 1/00. Плазменная антенна / В. В. Овсяников, А. Г. Литвинов, А. М. Маланчук. – № 3566850; 24.03.83.
49. Anderson T. Plasma Antennas / T. Anderson. – Boston–L.: ARTECH HOUSE, 2011. 197 p.
50. Гинзбург В. Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В. Л. Гинзбург. – М.: Физматгиз, 1960. – 552 с.
51. Morrow I. L. Fundamental Limitations on Excitation of a Surface Wave on a Plasma Column / I. L. Morrow, J. R. James // IEEE AP-S Int. Symp.: Proc. – San Antonio: 2002. – Vol. 4. – P. 272–275.
52. Ovsyanikov V. V. The electromagnetic mutual influence in metal and plasma antenna arrays / V. V. Ovsyanikov, S. N. Moroz // Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques: Proc. – Kharkiv, 2015. – P. 162–164.
53. Пат. України на корисну модель № 90714. Спосіб випромінювання та приймання електромагнітних хвиль / В. В. Овсяніков, Волод. В. Овсяніков. – 10.06.2014; Бюл. № 11.
54. Патент України на винахід № 109710. Плазмова антенна решітка для передавання та приймання електромагнітних хвиль. / Віктор В. Овсяніков, Волод. В. Овсяніков. – 25.09.2015; Бюл. № 18.
55. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн / Я. С. Шифрин. – М.: Сов. радио, 1970. – 384 с.
56. Шифрин Я. С. Статистическая теория антенн / Я. С. Шифрин // Справочник по антенной технике: в 5 т. Т. 1. – М.: Радиотехника, 1997. – Гл. 9. – С. 148–205.
57. Овсяников В. В. Статистический анализ входных характеристик излучателей с сосредоточенными реактивными элементами / В. В. Овсяников // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – Х., 2002. – Вып. 129. – С. 51–53.
58. The AUREOL-3 satellite / В. Е. Khmyrov, S. S. Kavelin, A. M. Popel et al. // Annales de géophysique. – 1982. – 38, N 5. – P. 547–556.

Рукопись поступила 22.06.2016.

V. V. Ovsyanikov

THE STATE OF DIPOLE, DIELECTRIC AND PLASMA ANTENNAS DEVELOPMENT IN THE CONTEXT OF HISTORICAL EVOLUTION OF ANTENNA SYSTEMS

The present paper analyses the period of birth and development of science and technology of dipole antennas with reactive and complex loads, microwave dielectric and plasma antennas, as well as dipole and helical electrically small antennas, multi-frequency, broadband and pin antennas with improved radiation pattern, loop antennas and antenna arrays. We have considered the methods of evaluation and calculation of the basic parameters of antennas, such as the current distribution, input impedance, voltage standing-wave ratio, efficiency, radiation pattern and polarization characteristics. The results of calculations and the design features of these antennas were considered.

Key words: dipole antennas, helical antennas, dielectric antennas, plasma antennas, current distribution on the antenna, input impedance, voltage standing-wave ratio, efficiency, radiation pattern.

В. В. Овсяніков

СТАН РОЗРОБОК ВІБРАТОРНИХ, ДІЕЛЕКТРИЧНИХ І ПЛАЗМОВИХ АНТЕН У КОНТЕКСТІ ІСТОРИЧНОГО РОЗВИТКУ АНТЕННОЇ ТЕХНІКИ

Наведено аналіз періоду зародження і розвитку науки і техніки вибраторних антен з реактивними і комплексними навантаженнями, діелектричних і плазмових антен діапазону НВЧ, а також вибраторних і спіральних електрично малих, багаточастотних, широкосмугових і з поліпшеною діаграмою спрямованості штирових, петльових антенних решіток. Розглянуто методи оцінки і розрахунку основних параметрів антен, таких як розподіл струму, вхідний опір, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою, коефіцієнт корисної дії, діаграми спрямованості і поляризаційні характеристики. Розглянуто результати розрахунків і конструктивні особливості цих антен.

Ключові слова: вибраторні антени, спіральні антени, діелектричні антени, плазмові антени, розподіл струму на антені, вхідний опір, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою, коефіцієнт корисної дії, діаграма спрямованості.