

УДК 621.396.67  
PACS 84.40. Ba

**В. В. Овсянников**

Днепропетровский национальный университет имени О. Гончара  
72, пр. Гагарина, г. Днепр (Днепропетровск), 49010, Украина  
E-mail: ovsyann37@i.ua

## АНТЕННЫ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ДИАГРАММАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ

Исследованы актуальные методы и устройства для корректировки и управления диаграммами направленности металлических штыревых и петлевых, а также плазменных и электронно-лучевых реконфигурируемых антенн. Предложено решать задачи эффективной корректировки и управления диаграммами направленности металлических антенн путем изменения их конструкции и включения в плечи антенн сосредоточенных реактивных нагрузок и коммутаторов. Подобные задачи предложено также решать созданием реконфигурируемых антенн на основе холодной плазмы или потоков движущихся электронов с включенными коммутаторами информационного сигнала и электроэнергии. Представлены результаты расчетов Z-образной и ромбической антенн с управляемыми диаграммами направленности с включенными в излучающие проводники сосредоточенными нагрузками и коммутаторами. Приведены результаты исследований коэффициента усиления и коэффициента стоячей волны по напряжению антенн с корректируемыми и управляемыми диаграммами направленности. Отмечено, что в отличие от металлических реконфигурируемых антенн и антенных решеток, в плазменных и электронно-лучевых антеннах имеется больше возможностей управлять диаграммами направленности и другими электрическими параметрами путем создания в них так называемых проводящих путей. При этом отключенные проводящие пути уже не влияют на работу антенны. В реконфигурируемых плазменных и электронно-лучевых антеннах предложено заблаговременно планировать и программировать активизацию и отключение необходимых проводящих путей в заданные периоды времени с целью получения требуемых диаграмм направленности. Приведены результаты расчета диаграмм направленности и других электрических параметров металлической коллинеарной антенной решетки типа Франклина-Маркони и плазменной восьмизлементной реконфигурируемой антенны. Представлен вариант новой электроннолучевой реконфигурируемой антенны. Результаты исследований даны в виде таблицы и графиков. Отмечено, что металлические, плазменные и электронно-лучевые реконфигурируемые антенны перспективны для применения в радиотехнических системах, включая, наземные, морские и аэрокосмические системы телекоммуникации и радиолокации. Ил. 16. Табл. 1. Библиогр.: 23 назв.

**Ключевые слова:** управляемая диаграмма направленности антенны, сосредоточенная антенная нагрузка, антенный коммутатор, коэффициент усиления антенны, коэффициент стоячей волны антенны по напряжению.

Известны две разновидности антенн с корректируемой и управляемой диаграммами направленности (ДН). Под антеннами с корректируемыми ДН понимают антенны, в которых ДН откорректирована каким-либо методом относительно обычных ее значений и остается таковой постоянно или на необходимое время. Это, например, обычные антенны и антенные решетки (АР) [1–6]. Антеннами с управляемыми ДН называют антенны и АР с изменяемой во времени характеристикой направленности в процессе их работы [1, 2].

Подобные антенны и АР находят применение на практике для работы в составе современных радиотехнических систем, включая системы телекоммуникаций *GSM*, *CDMA*, *Vodafone*, *Lifecell*, а также в составе спутниковых систем передачи информации типа *GLOBALSTAR*, *IRIDIUM*, *ELLIPSO* и других, где требуется практически безынерционное изменение направления главного луча ДН в пространстве.

В публикациях [3–6] рассмотрены эффективные на то время и представляющие сейчас практический интерес антенны с корректируемыми ДН: антенна Бевереджа (1918 г.), антенна фирмы Маркони с последовательно включенными четверть-волновыми шунтами, ромбическая антенна Брюса (1934 г.), шлейф-вibrator А. А. Пистолькорса с поглощающей нагрузкой, петлевая антенна Татаринова (1929 г.) и антенна фирмы *General Electric Company* (1943 г.) с емкостными нагрузками.

В данной работе приведены результаты исследований наиболее эффективных методов корректировки и управления диаграммами направленности антенн. Рассмотрим методы корректировки и управления ДН различных антенн.

**1. Методы корректировки и управления ДН антенн.** Корректировку и управление формой ДН одной или нескольких антенн можно осуществлять различными способами: выполняя плечи антенн из проводников различного поперечного сечения [3], придавая плечам вибраторов различную конфигурацию, размещая их на разном расстоянии вблизи отражателя с применением частотного или фазового сканирования в АР [1, 2] или включая в плечи антенн сосредоточенные нагрузки [4–6].

Обычные антенны делят на две разновидности. К первой относят штыревые вибраторные антенны из стержней или полос, разомкнутых на наружных концах. Это симметричные или несимметричные вибраторы (прямолинейные или изогнутые, включая спиральные антенны). Ко второй разновидности относят петлевые антенны из стержней или полос в виде замкнутых контуров. Это симметричные или несимметричные петлевые и рамочные антенны различной конфигурации.

Известны также антенны и АР, выполненные из диэлектриков и холодной плазмы [1, 3–9].

Рассмотрим некоторые конструкции антенн и методы корректировки и управления их ДН.

1.1. Штыревые вибраторные антенны с корректируемой ДН. Одним из простых способов корректировки и увеличения направленности обычной вибраторной антенны является увеличение ее длины [3]. Например, при увеличении длины плеча  $d$  симметричной вибраторной антенны с  $0,25\lambda$  до  $0,625\lambda$ , где  $\lambda$  – длина рабочей волны, ее коэффициент направленного действия (КНД) в направлении, перпендикулярном оси антенны, возрастает с 1,64 до 3,36, однако при дальнейшем увеличении длины ( $d > 0,50\lambda$ ) появляются значительные боковые лепестки. Эти лепестки при  $d = 0,625\lambda$  достигают уровня  $-10$  дБ относительно главного лепестка, а с дальнейшим удлинением антенны они растут и ДН становится значительно «изрезанной» и зачастую непригодной к применению. В ряде методов корректировки ДН антенн предложено включать в их проводящие ветви реактивные, активные или комплексные нагрузки. В работах [4, 5] описана первая по времени своего появления антенна Франклина (1926 г.) с увеличенной направленностью, составленная из вертикальных проводящих элементов (рис. 1, а).

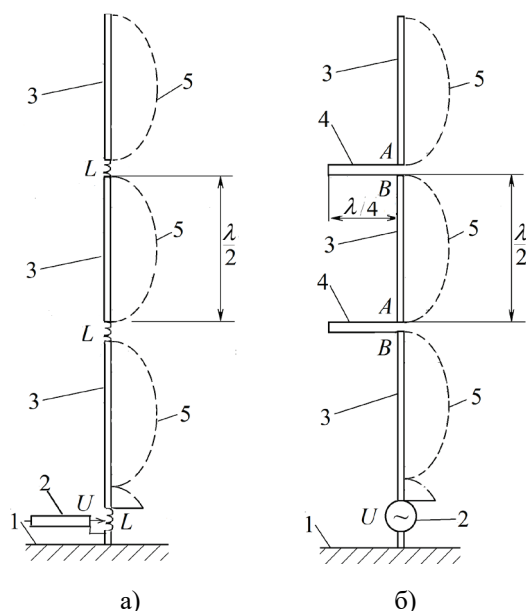


Рис. 1. Антенна Франклина (а) с индуктивными нагрузками  $L$  и антенна Маркони–Татаринова (б) с четвертьволновыми шунтами: 1 – противовес; 2 – возбуждающий генератор; 3 – излучающие ветви; 4 – шунты; 5 – распределение амплитуды тока на антенне

Каждый элемент антенны содержит три полуволновых вибратора, соединенных между собой через так называемые антирезонансные катушки индуктивности  $L$ . Назначение этих катушек – поглотить половину стоячей волны тока, обеспечив синфазное питание вибраторов. Для этой цели катушки выбираются настолько большими, чтобы за счет распределенной емкости на них установ-

ливалась стоячая полуволна тока. В работах [4, 5] также описана антенна Маркони–Татаринова, в которой через такой же полуволновый промежуток предложено включать вместо индуктивных нагрузок  $L$  четвертьволновые двухпроводные шунты 4 (рис. 1, б). Предполагалось, что большое сопротивление, создаваемое шунтами между точками  $A$  и  $B$ , должно препятствовать обращению фазы тока в этих точках и обеспечивать синфазное возбуждение прямолинейных участков 3 антенны, а также увеличивать ее КНД в основном направлении. Следовательно, принцип корректировки обеих антенн для повышения КНД (рис. 1) одинаков и представляет практический интерес, а конструкция этой антенны – коллинеарная АР из трех полуволновых вибраторов.

Еще один способ корректировки ДН штыревых антенн предложен в работе [10], где для уменьшения вертикально поляризованного излучения Г-образной антенны в месте соединения ее вертикальной и горизонтальной частей предложено включать реактивное сопротивление, величина и знак которого выбраны так, чтобы в середине вертикальной части находился «узел» (минимум) тока. В работе [11] рассмотрен метод корректировки характеристик направленности симметричного вибратора произвольной длины с помощью включения в каждое из его плеч на одинаковом расстоянии от точек питания импедансной нагрузки. Здесь методом моментов [12] находится распределение тока на антенне, а затем определяются КНД и функция сопротивления нагрузки. Максимизация КНД позволяет определить оптимальную величину нагрузки. В работе [13] предложена схема углового сдвоенной вибраторной антенны для диапазонов метровых и дециметровых волн с улучшенной осевой направленностью. Антенна представляет собой два вибратора с плечами длиной  $0,75\lambda$ , наклоненными в сторону главного направления излучения, с углом между плечами  $90^\circ$ .

1.2. Петлевые вибраторные антенны с корректируемой ДН. В отличие от рассмотренных выше штыревых антенн, наименьшая полудлина периметра петлевых антенн, при которой их реактивное сопротивление близко к нулю, а активное соизмеримо с волновым сопротивлением обычных фидеров, составляет  $(0,5...0,6)\lambda$ . Эти размеры соответствуют первому последовательному резонансу, при котором создаются приемлемые условия для согласования входа антенны в диапазоне СВЧ с подводящим фидером при его волновом сопротивлении  $W = 50...75$  Ом.

Петлевые антенны с корректируемыми ДН представлены в работе [14], где рассмотрена однонаправленная антенна (рис. 2, а) типа шлейф-вибратор Пистолькорса с тремя включенными

последовательно вдоль провода комплексными сопротивлениями. По мнению автора этой работы, включение импеданса в антенну позволяет уменьшить ее размеры и получить ДН с КНД, равным 10...20 дБ.

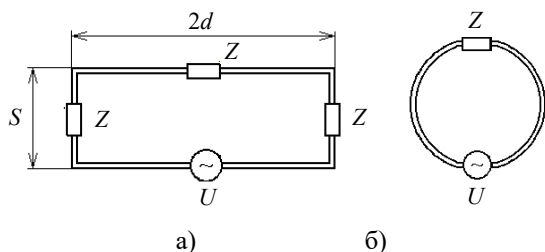


Рис. 2. Петлевые антенны с корректируемыми ДН: а – шлейф-вибратор Пистолькорса; б – круговая рамочная антенна

В [15] рассмотрена рамочная антенна (рис. 2, б), нагруженная комплексным сопротивлением  $Z$  в точке, диаметрально противоположной точке питания. Значение нагрузки  $Z$  определяет форму ДН и может быть выбрано так, что ДН становится или почти изотропной, или кардиоидной формы с максимумом вдоль линии, перпендикулярной диаметру, соединяющему точки питания и включения  $Z$ . В этой работе предложен вариант решения задачи синтеза заданной ДН круговой рамочной антенны, нагруженной произвольным числом сосредоточенных импедансных элементов.

Известны также публикации по реконфигурируемым антеннам, позволяющим управлять ДН антенн в процессе их работы. Например, в [16] рассмотрены АР с реконфигурируемыми антенными элементами, а в [17] предложен метод структурного синтеза реконфигурируемых антенн. Подобные публикации представляют интерес при разработке новых реконфигурируемых антенн.

**1.3. Плазменные антенны и АР с управляемыми ДН.** Известны антенны и АР, создаваемые на основе холодной плазмы [7–9], заключенной в герметичный диэлектрический контейнер при пониженном давлении (0,01...3,0 мм рт. ст.).

Проводимость плазменных антенн (ПА) в СВЧ-диапазоне составляет несколько единиц или долей сименса на метр, что достаточно для излучения или приема электромагнитных волн. Реконфигурируемые плазменные антенны способны изменять свои ДН и другие электрические параметры при создании и изменении в них так называемых проводящих путей, обеспечивающих антенные свойства ПА. Схема варианта реконфигурируемой ПА представлена на рис. 3.

Отметим, что в известных публикациях по металлическим и плазменным антеннам с корректируемыми и управляемыми ДН недостаточно информации по их электрическим свойствам и другим параметрам.

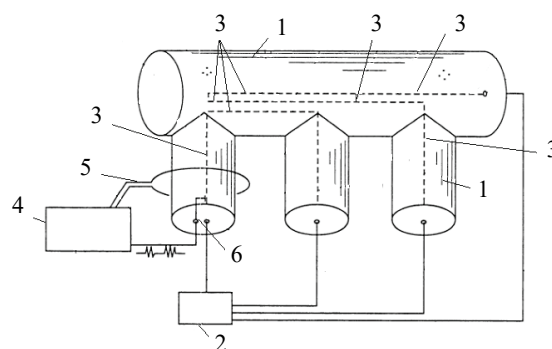


Рис. 3. Схема реконфигурируемой плазменной антенны [7]: 1 – герметичный диэлектрический сосуд с плазмой при пониженном давлении; 2 – источник питания; 3 – проводящие пути в плазме; 4 – источник радиосигнала; 5 – механизм или система возбуждения плазменной антенны; 6 – альтернативный вариант системы возбуждения плазменной антенны

Ниже приведены результаты наших исследований подобных антенн с корректируемыми и управляемыми ДН.

**2. Исследование штыревых и петлевых металлических антенн с корректируемой и управляемой ДН.** Рассмотрим наиболее интересные для практики варианты штыревых и петлевых антенн с корректируемыми или управляемыми ДН путем изменения их конструкции и включения в проводящие ветви сосредоточенных реактивных нагрузок и коммутаторов.

**2.1. Штыревые антенны Франклина с корректируемой ДН (рис. 1, а) и Маркони–Татаринова (рис. 1, б).** Как видно из рис. 1, конструкции обеих антенн и принципы корректировки их ДН путем последовательного включения между полуволновыми вибраторами нагрузок большого значения идентичны. Поэтому исследуем «объединенный» вариант антенны, который будем называть антенной Франклина–Маркони.

На графиках (рис. 4) приведены результаты расчетов параметров данных антенн методом интегрального уравнения (ИУ) [12] в программной среде *MMANA*. Расчеты выполнены на частоте 900 МГц для вертикальной несимметричной антенны Франклина–Маркони, установленной на проводящей плоскости, для двух случаев – отсутствия и наличия между полуволновыми вибраторами (рис. 1) сосредоточенных нагрузок большого значения, при диаметре провода металлических вибраторов 3 мм.

Из рассмотрения ДН следует, что включение между полуволновыми вибраторами сосредоточенных нагрузок большой величины (5 кОм) способствует гашению скачков фазы тока между вибраторами данной антенны. Это приводит к улучшению формы ДН с четырехлепестковой изрезанной (рис. 4, а) на двухлепестковую неизрезанную (рис. 4, б), приемлемую для практики. В случае включения в антенну нагрузок большого

значения (5 кОм и более) коэффициент усиления антенны равен 5,3 дБ в направлении, перпендикулярном оси  $Z$  прямоугольной системы координат (рис. 4, б). При этом коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) изменяется с 9,8 для антенны без нагрузок до 13,3 для антенны с

нагрузками, что нежелательно. Однако эти повышенные значения КСВН не являются проблемой и устраняются корректировкой конструкции антенны, значений включаемых нагрузок или с помощью согласующего устройства на входе антенны.

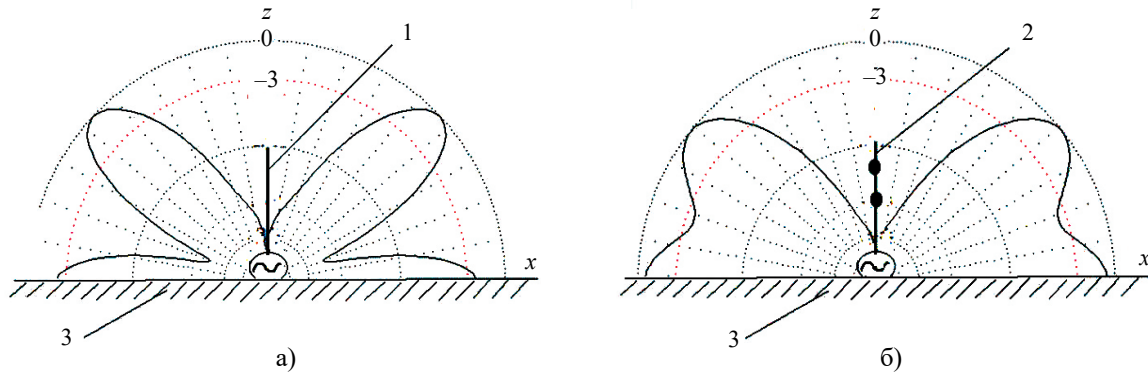


Рис. 4. Диаграммы направленности антенны Франклина – Маркони (рис. 1) в плоскости  $XOZ$  декартовой системы координат без нагрузок (а) и с нагрузками, равными 5 кОм (б): 1 – антенна без нагрузок; 2 – антенна с нагрузками; 3 – проводящий противовес

Отметим, что здесь и далее значения КСВН приводятся для случая, когда узел возбуждения исследуемой антенны нагружен на фидер с волновым сопротивлением 50 Ом.

Полученные результаты расчетов подтверждают идею, изложенную в работах [4, 5], о получении неизрезанной ДН с максимальным значением, сосредоточенным в необходимом направлении. Эта идея может быть полезной при разработках подобных антенн, в том числе коллинеарных синфазных АР.

**2.2. Петлевая Z-образная антенна с ортогональной поляризацией волн.** В ряде случаев требуется обеспечивать передачу (прием) информации на волнах ортогональной поляризации. При этом применяют отдельные антенны для горизонтальной и вертикальной поляризации волн, что неэкономично. Вместо двух антенн можно использовать одну (рис. 5), обеспечивающую одновременный прием (передачу) сигналов вертикальной и горизонтальной поляризации на двух разнесенных частотах [18] за счет конструктивных особенностей антенны и включения в ее проводящие ветви индуктивных нагрузок. По сути дела, такая антенна представляет собой согнутый определенным образом симметричный шлейф-вибратор А. А. Пистолькорса с индуктивной нагрузкой, включенной в провод антенны в точке, противоположной узлу возбуждения [19].

Будем называть такую конструкцию Z-образной антенной. Для обеспечения ортогональной поляризации электромагнитных волн изгибы шлейф-вибраторов 1 выполнены на расстояниях в половину короткой волны частотного диапазона ( $\lambda_v$ ) от узла возбуждения 2, а общая электрическая

длина каждого шлейф-вибратора 1 равна четверти длинной волны ( $\lambda_n$ ). Выполнение первого условия позволяет обеспечить передачу (прием) волн  $\lambda_v$ , поляризованных в вертикальной плоскости, проходящей через ось трубки 3 и параллельной загнутым концам шлейф-вибраторов. Соблюдение второго – обеспечивает передачу (прием) сигнала в горизонтальной плоскости, ортогональной первой, проходящей через ось трубки 3 и горизонтальную незагнутую часть шлейф-вибратора. Штриховыми линиями на рис. 5 показано распределение амплитуды высокочастотного тока с длиной волны  $\lambda_v$ . Символы «+» и «-» в кружках показывают знак фазы тока данного участка антенны.

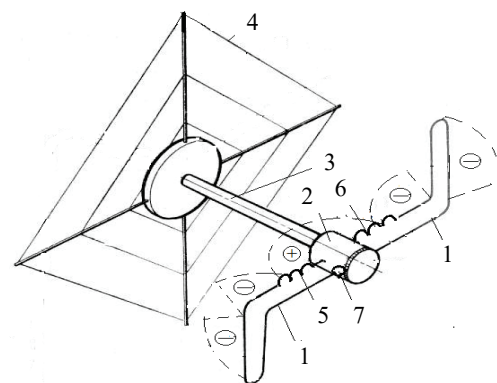


Рис. 5. Петлевая Z-образная антенна с ортогональной линейной поляризацией электромагнитных волн

Антенна (рис. 5) содержит отражатель 4, в центре которого установлена трубка 3. Узел питания 2 представляет собой полый проводящий

корпус с элементами согласования и фазирования. В шлейф-вибраторы включены индуктивные нагрузки 5 и 6. Один конец каждой нагрузки соединен с проводом шлейф-вибратора, а второй – с корпусом узла питания 2. К изолированному входу 7 узла питания 2 подключен один из шлейф-вибраторов 1 (слева), соединенный внутри узла питания 2 с центральным проводником коаксиального кабеля питания, введенного из трубки 3 внутрь узла питания 2. Наружная оплетка этого кабеля также внутри узла 2 соединена с его металлическим корпусом.

Выполним моделирование и расчеты ДН, КСВН и других электрических параметров Z-антенны в программной среде *MMANA* на частотах 100 и 300 МГц. При этом для упрощения анализа представим исследуемую петлевую Z-антенну в виде утолщенной штыревой антенны, не изменяя продольные размеры и конфигурацию этой антенны, для чего используем принцип суперпозиции [19]. Этот принцип заключается в том, что в петлевой шлейф-антенне можно условно отделить неизлучающие токи от излучающих. В этом случае в начале условно отделяют неизлучающие токи антенны от излучающих. Затем для неизлучающих токов входные сопротивления определяют

по обычным формулам теории эквивалентной длинной линии, так как они вносят незначительный вклад в излучение антенны при условии, что расстояние между проводниками  $S$  петлевой антенны мало по сравнению с длиной рабочей волны  $(kS)^2 \ll 1$ . Излучающие токи определяют при строгой постановке задачи для штыревой (разомкнутой) антенны с эквивалентным утолщенным радиусом стержня антенны  $R_a = \sqrt{S r_a}$ .

Учитывая условия этого принципа и применяя их к рассматриваемой Z-антенне, задаем в программной среде *MMANA* для упрощения анализа вместо петлевой антенны утолщенную штыревую антенну с диаметром  $2R_a = 30$  мм для расстояния между ветвями петлевой антенны  $S = 45$  мм и диаметра стержня самой петлевой антенны  $2r_a = 5$  мм. Значение каждой индуктивной нагрузки 5 и 6 (рис. 5) составляет 0,02 мкГн. Располагаем антенну в плоскости  $XOY$  декартовой системы координат над проводящим экраном на высоте 0,2 м параллельно ему, как показано на рис. 6.

Результаты расчета основных параметров этой антенны в данной программной среде приведены на рис. 6–8.

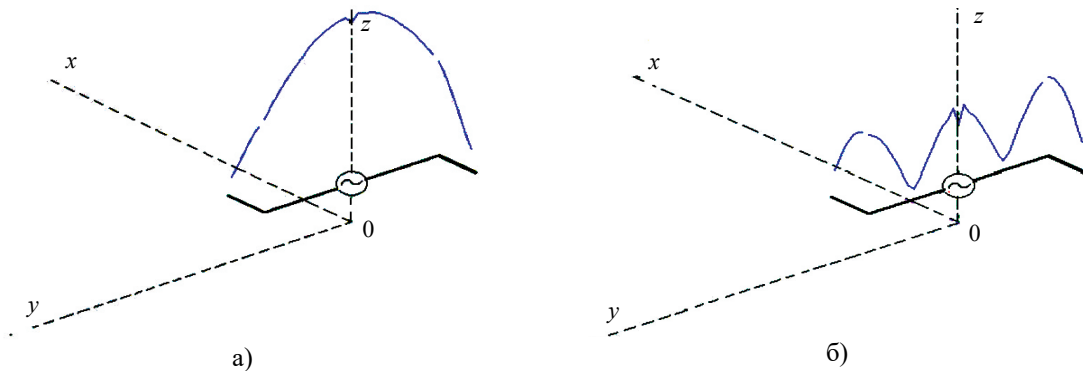


Рис. 6. Компьютерные модели Z-антенны с расчетными распределениями амплитуды тока на них для частоты 100 МГц (а) и 300 МГц (б)

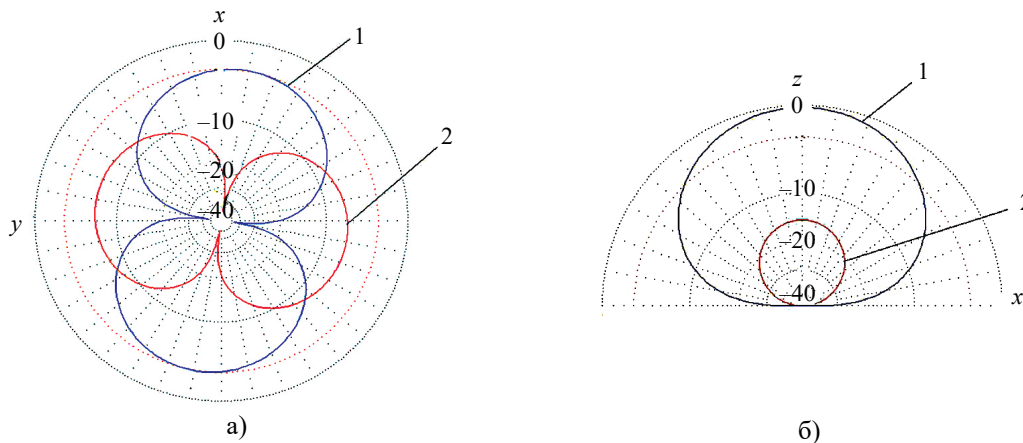


Рис. 7. Диаграммы направленности Z-антенны (рис. 6, а) на частоте 100 МГц в плоскостях  $XOY$  (а) и  $XOZ$  (б): 1 – горизонтальная поляризация; 2 – вертикальная поляризация

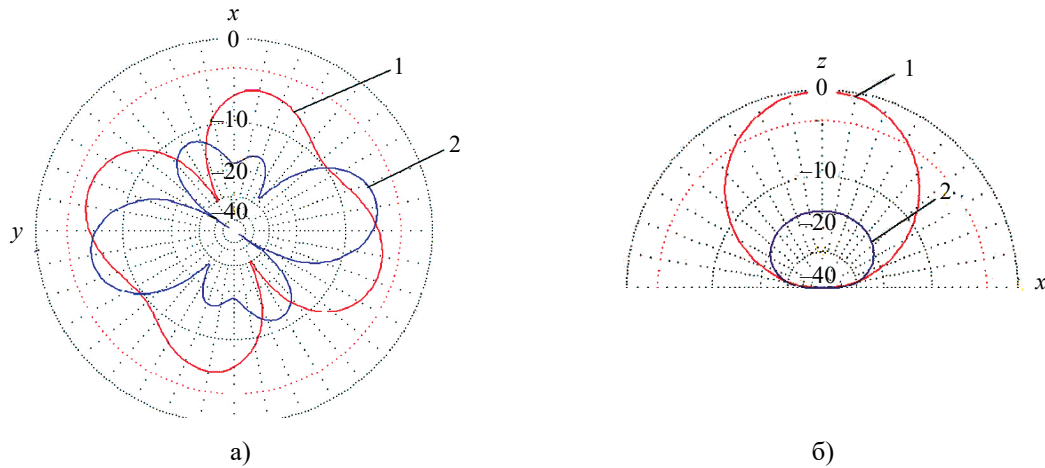


Рис. 8. Диаграммы направленности антенны (рис. 6, б) на частоте 300 МГц в плоскостях XOY (а) и XOZ (б): 1 – вертикальная поляризация; 2 – горизонтальная поляризация

В соответствии с этими результатами получены приемлемые значения коэффициента усиления антенны на частотах 100 и 300 МГц (соответственно 8,9 и 10,0 дБ) при КСВН в питающем тракте 10,0 и 3,3. Показано, что с помощью такой Z-антенны удается получить ДН, при которых обеспечивается одновременная работа на двух разнесенных частотах приемопередающей аппаратуры при ортогональной поляризации электромагнитных волн.

Полученные расчетные повышенные значения КСВН понижаются корректировкой конструкции антенны, значений индуктивных нагрузок и с помощью согласующих и фазировочных устройств, размещенных в узле питания антенны.

Такие Z-антенны могут быть созданы для работы не только при соотношении рабочих частот 1:3, но и для иных соотношений с ортогональной поляризацией волн. Они могут найти применение в различных радиотехнических системах микроволнового диапазона в микрополосковом исполнении для работы в составе двух поляризационных антенных решеток, что позволит уменьшить площадь поверхности и массу этих АР.

2.3. Ромбическая петлевая реконфигурируемая антенна с включенными в проводящие ветви коммутатором и индуктивными нагрузками. Исследуем вариант ромбической антенны из работы [20]. Антенна содержит проводящую петлю 1 (рис. 9), выполненную в виде проводника с разрывами, в которые включены сосредоточенные нагрузки 2, входные клеммы 3 узла возбуждения и коммутирующий элемент (КЭ) 4, подключенный диаметрально противоположно относительно входных клемм 3.

Петля 1 антенны выполнена в виде ромба с длиной стороны  $d = 0,26...0,29 \lambda$ , где  $\lambda$  – рабочая длина волны, и острым углом при вершинах в пределах  $30...50^\circ$ . Сосредоточенные нагрузки 2

являются индуктивными и включены в вершинах острых углов. Распределение тока на антенне и другие ее электрические параметры определяются размером петли 1 и значениями сосредоточенных нагрузок 2. Как показала экспериментальная проверка, форма ДН антенны изменяется с направленной на слабонаправленную при замыкании и размыкании петли 1 коммутирующим элементом 4.

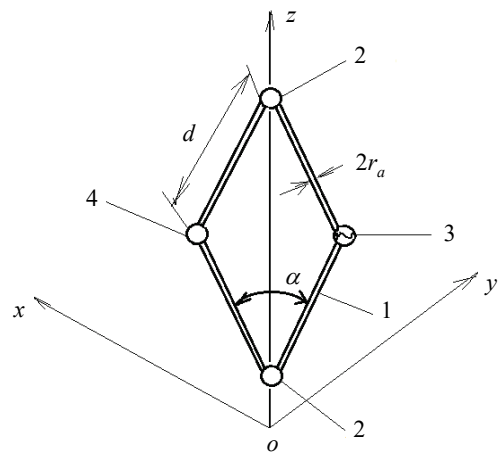


Рис. 9. Петлевая ромбическая реконфигурируемая антенна

Компьютерное моделирование и расчеты данной ромбической антенны были выполнены в программной среде MMANA. Большая ось ромба совпадала с осью Z декартовой системы координат. Рабочая частота – 900 МГц, длина полупериметра антенны  $d$  равна  $0,52 \lambda$ , острый угол между ветвями –  $30^\circ$ , диаметр провода антенны – 6 мм, значение каждой индуктивной нагрузки – 2 мкГн. При расчетах исследовались два варианта реконфигурации антенны:

1) КЭ 4 замыкает ветви антенны в точка его включения;

2) КЭ 4 размыкает ветви антенны в этих точках, и между ними создается высокое сопротивление  $\approx 10$  кОм.

Результаты моделирования антенны и расчетов распределения амплитуды тока для двух вариантов антенны приведены на рис. 10.

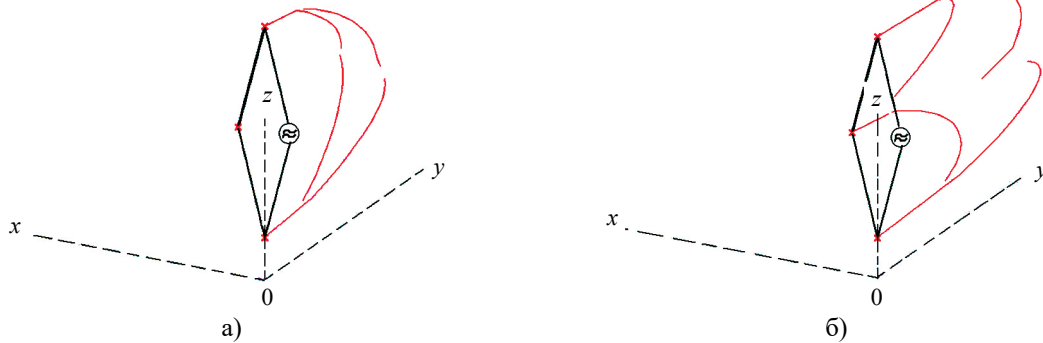


Рис. 10. Компьютерные модели и расчетные распределения амплитуды тока для замкнутой (а) и разомкнутой (б) ромбических антенн

Из результатов расчета распределения тока следует, что в замкнутой антенне (рис. 10, а) ток максимален в узле возбуждения 3 и в точке замкнутого КЭ, что вполне реально. При размыкании антенны в точке 4 (рис. 10, б) значение амплитуды тока становится близким к нулю, как и должно быть из-за разрыва электрической цепи тока, а в точке возбуждения 3 наблюдается некоторое понижение амплитуды тока, способствующее нежелательному повышению КСВН до 16,4, что следует из результата расчета этого показателя.

точке 4 получаем в плоскости  $XOZ$  направленную ДН (рис. 11, а) с максимальным значением коэффициента усиления антенны, равным 3,3 дБ в отрицательном направлении оси  $X$ , и  $-4,0$  дБ в положительном направлении этой оси, при КСВН равном 5,7. При размыкании КЭ характер ДН изменяется на противоположный: в плоскости  $XOZ$  получаем слабонаправленную ДН (рис. 11, б) с максимальным значением коэффициента усиления антенны, равным 2,6 дБ в положительном направлении оси  $X$ , и с коэффициентом усиления 0,7 дБ в отрицательном направлении этой оси при КСВН, равном 16,4. В плоскости  $XOY$  ДН для обоих случаев не приводятся, так как они близки к изотропным.

На рис. 11 приведены результаты расчета ДН для указанных выше двух вариантов состояния ромбической антенны. При замыкании КЭ в

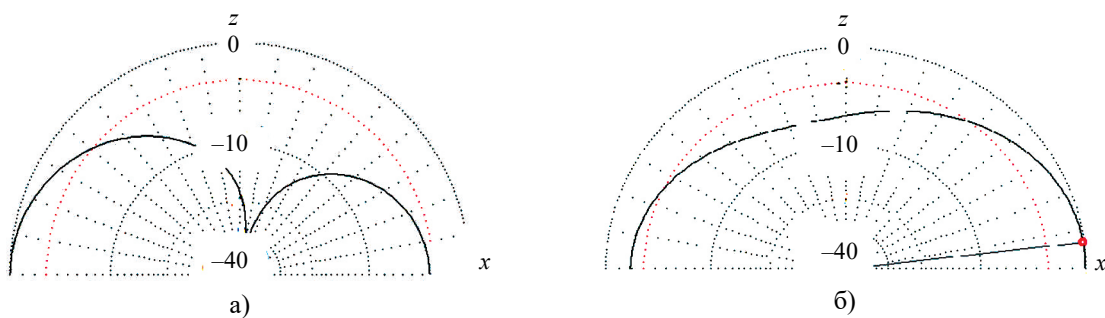


Рис. 11. Диаграммы направленности замкнутой (а) и разомкнутой (б) ромбических антенн в плоскости  $XOZ$

Для понижения КСВН антенны используются согласующие устройства.

местно с включением в проводящие ветви сосредоточенных реактивных нагрузок, позволяет корректировать их ДН и управлять ими при обеспечении приемлемых значений КПД.

Замыкание и размыкание проводящей петли 1 выполняются дистанционно.

Приведенные результаты расчетов согласуются с экспериментальными данными.

Таким образом, изменение конструкции, конфигурации и электрических размеров рассмотренных в данном разделе металлических проводящих разомкнутых и замкнутых антенн, сов-

Ниже рассмотрим плазменные и электронно-лучевые реконфигурируемые антенны с более

широкими возможностями, чем у металлических антенн, по управлению ДН и направлением их главного лепестка.

**3. Плазменная реконфигурируемая антенна с управляемой ДН.** С учетом работ [7–9, 21] рассмотрим один из вариантов новой плазменной реконфигурируемой антенны (ПРА), представленной схематически на рис. 12.

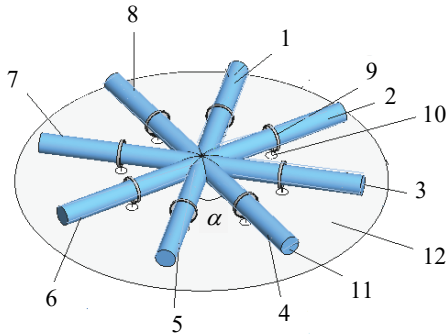


Рис. 12. Плазменная реконфигурируемая антенна: 1–8 – диэлектрические трубки с холодной плазмой; 9 – элемент возбуждения трубок 1–8 СВЧ-сигналом; 10 – «порт» возбуждения плазменной трубки СВЧ-сигналом; 11 – электрод для подключения к трубке источника электрического напряжения; 12 – металлический диск-противовес;  $\alpha$  – угол между соседними диэлектрическими трубками с холодной плазмой

Эта антенна представляет собой герметичную осесимметричную восьмиконечную общую полость с диэлектрической радиопрозрачной стенкой, которая объединяет между собой трубки 1–8. Эта полость вначале наполняется нейтральным газом (неон, ксенон и т. п.) под давлением 0,1...0,01 мм рт. ст. Затем этот газ ионизируется с целью образования холодной плазмы внутри полости путем приложения разности потенциалов к электродам 11, смонтированным на концах каждой из трубок 1–8. Подключая СВЧ-сигнал к элементам возбуждения 9, как следует из упомянутых публикаций, вполне реально получать в ПРА «электропроводящие пути» с проводимостью, достаточной для использования этих путей в качестве приемопередающих антенн.

Моделирование и расчет рассматриваемой ПРА (рис. 12) были выполнены в программной среде *FEKO*, которая имеет более широкие научно-технические возможности [8] моделирования и расчета электромагнитных полей в сравнении с программой *MMANA*.

Перед расчетом в программной среде *FEKO* основных параметров ПРА (ДН, КСВН, КПД и др.) необходимо оценить и задать электрофизические параметры ионизированной холодной плазмы: проводимость, относительную диэлектрическую проницаемость и др. [22].

Удельная проводимость холодной плазмы ( $\sigma$ ) в присутствии электромагнитного поля определялась из выражения

$$\sigma = 1,11 \cdot 10^{-10} \frac{e_e^2 N_e \nu_{ef}}{m_e (\omega^2 + \nu_{ef}^2)}, \text{ См/м}, \quad (1)$$

где  $\nu_{ef}$  – эффективное число соударений частиц за секунду

$$\nu_{ef} = \frac{5,5 N_e}{T^{3/2}} \log \left( \frac{220 T_e}{N_e^{1/3}} \right); \quad (2)$$

$N_e = 10^{12} \text{ см}^{-3}$  – эффективная концентрация заряженных частиц в плазме;  $\omega$  – круговая рабочая частота электромагнитного поля в плазме;  $m_e = 9,1 \cdot 10^{-28} \text{ г}$  – масса электрона;  $e$  – заряд электрона, равный  $4,8 \cdot 10^{-10} \text{ СГСЭ}$ ;  $T$  – температура плазмы;  $T_e$  – температура электронной компоненты плазмы.

Коэффициент  $1,11 \cdot 10^{-10}$  в (1) применяем для перехода из системы единиц СГСЭ в систему СИ.

Относительная диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_r$ ) определялась из соотношения

$$\epsilon_r = 1 - \frac{4\pi e_e^2 N_e}{m_e (\omega^2 + \nu_{ef}^2)}. \quad (3)$$

Результаты расчетов  $\sigma$  и  $\epsilon_r$  ПРА для частотного диапазона 7,2...8,8 ГГц приведены в таблице.

Удельная проводимость и относительная диэлектрическая проницаемость плазменной среды ПРА (рис. 12)

Частота ( $f$ ), ГГц	Удельная проводимость ПРА ( $\sigma$ ), См/м	Относительная диэлектрическая проницаемость ПРА ( $\epsilon_r$ )
7,2	0,35	-154
8,0	0,28	-124
8,8	0,23	-103

С использованием данных таблицы для частоты 8 ГГц был выполнен расчет основных электрических параметров варианта ПРА (рис. 12) при создании проводящих путей внутри полости антенны между трубками 1...8 при попарном синфазном СВЧ-возбуждении всех четырех противоположных друг другу пар трубок (1–5; 2–6; 3–7; 4–8). Получены следующие результаты расчетов: коэффициент усиления 11 дБ в направлении главного лепестка вдоль оси  $Z$  декартовой системы координат при уровне боковых лепестков -25,6 дБ, значениях КСВН < 2 и КПД = 84 %.

Очевидно, что рассмотренная выше антенна – это синфазная осесимметричная реконфигурируемая антенна в плазменном исполнении.

Учитывая, что эта антенна позволяет создавать множество комбинаций и конфигураций проводящих путей внутри своей полости и, следовательно, получать большое количество соответствующих ДН, выполним расчеты этой антен-



ны на частоте 8 ГГц для вариантов создания различных проводящих путей попарно между соседними трубками (1–2; 2–3; 3–4 и т. д.), расположенных под углом  $45^\circ$  друг к другу в горизонтальной плоскости антенны. Результаты расчета ДН для этих случаев приведены на рис. 13.

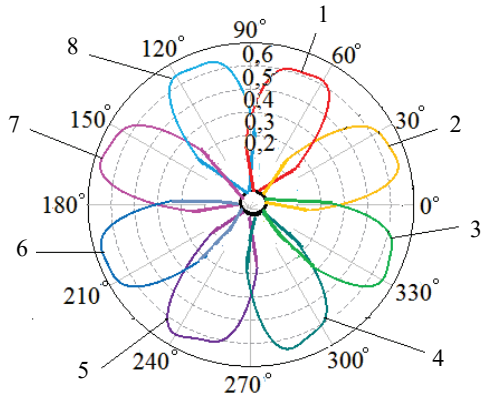


Рис. 13. Расчетные ДН в горизонтальной плоскости ПРА с проводящими путями между трубками: 1 – 1 и 2; 2 – 2 и 3; 3 – 3 и 4; 4 – 4 и 5; 5 – 6 и 5; 6 – 7 и 6; 7 – 8 и 7; 8 – 1 и 8

Вариант схемы управления реконфигурацией «проводящих путей» подобной антенны представлен на рис. 14.

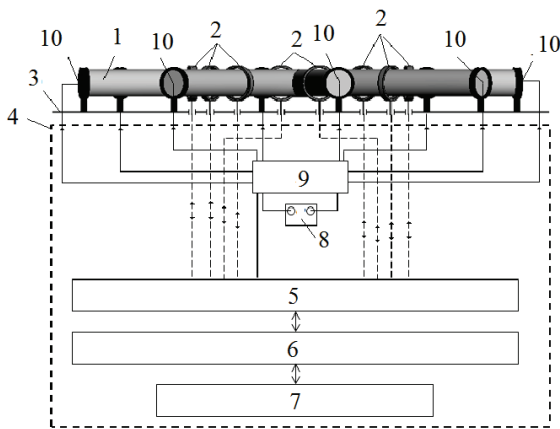


Рис. 14. Структурно-функциональная схема управления работой ПРА: 1 – плазменная антенна; 2 – элементы возбуждения; 3 – металлический диск-отражатель; 4 – устройство управления работой антенны; 5 – согласующий блок; 6 – коммутатор информационного сигнала приема (передачи); 7 – передатчик (приемник) сигнала; 8 – источник формирования плазменной среды; 9 – коммутатор электроэнергии; 10 – электроды на торцах плазменных трубок

Здесь возбуждающие элементы 2 электрически соединены с диаграммобразующим и согласующим блоком 5 и с приемником (или передатчиком) 7 информационного СВЧ-сигнала через коммутатор сигнала 6. Электрический источник создания плазменной среды 8 соединен через коммутатор 9 с электродами 10, закрепленными на концах трубок 1. Предусмотрена возможность

взаимодействия коммутаторов 6 и 9 в процессе работы ПРА. Взаимодействие этих коммутаторов выполняется в соответствии с программным обеспечением, входящим в состав устройства 4 управления ДН антенны.

**4. Электронно-лучевая реконфигурируемая антенна (ЭЛРА) с управляемой ДН** может быть построена с учетом устройства и свойств обычной электронно-лучевой трубки (ЭЛТ). Кроме того, устройство ЭЛРА и схема управления ее работой [23] близки к рассмотренной выше плазменной реконфигурируемой антенне (рис. 12, 14).

Отличием является то, что электропроводящие пути представляют собой не ионизированную плазменную среду, а потоки электронов 1 (рис. 15), движущиеся от отрицательного электрода 4 (катода) к положительному 5 (аноду). Кроме того, во внутренней полости ЭЛРА должен быть обеспечен вакуум. Электроды 4 и 5 соединены с источником постоянного тока 6, включающим индикатор и регулятор выходного напряжения. Между отрицательным электродом 4 и узлом возбуждения СВЧ-сигнала 9 установлен фокусирующий элемент 7. При этом узел возбуждения СВЧ-сигнала включен между фокусирующим элементом 7 и положительным электродом 5. Источник СВЧ-сигнала 8, который является радиопередатчиком (или радиоприемником) с индикатором КСВН, электрически соединен с узлами возбуждения 9 в виде петли, охватывающей поток электронов 1.

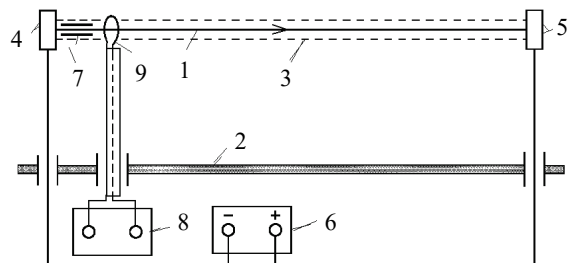


Рис. 15. Схема ветви ЭЛРА: 1 – поток электронов; 2 – металлический противовес; 3 – герметичная радиопрозрачная камера; 4, 5 – отрицательный и положительный электроды; 6 – источник постоянного тока; 7 – фокусирующий элемент; 8 – передатчик или приемник информационного СВЧ-сигнала; 9 – узел электромагнитного возбуждения электронного луча СВЧ-сигналом

На рис. 16 приведена упрощенная общая схема ЭЛРА, включающая несколько направленных потоков электронов 1. Перед началом работы ЭЛРА регулируют ее электрические характеристики путем корректировки параметров электродов 4 или изменением напряжения источника постоянного тока 6, а значения поперечного сечения потока электронов 1 и его направленность корректируют с помощью фокусирующего элемента 7.

В режиме передачи электромагнитных волн антенной (рис. 16) при наличии потока электронов 1 для его возбуждения передаваемым сигналом включается передатчик информационного СВЧ-сигнала 8, с которого подается сигнал на узел возбуждения 9, который электрически возбуждает поток электронов 1, функционирующий как передающая антенна.

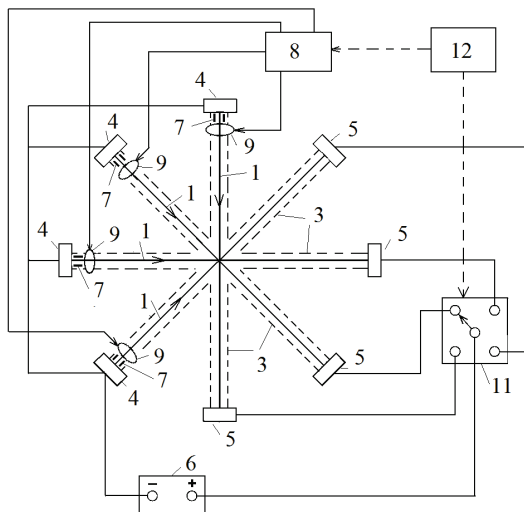


Рис. 16. Упрощенная схема ЭЛРА

В режиме приема электромагнитных волн при наличии потока электронов 1 и его возбуждении принятым информационным СВЧ-сигналом на приемник сигнала (блок 8) подается сигнал с узла возбуждения 9, и антенна функционирует как приемная.

Потоки электронов 1 электрически связаны с отрицательными 4 и положительными 5 электродами. Отрицательный полюс блока питания 6 соединен с электродами 4 напрямую, а положительный 5 – через электронный блок коммутации 11. Порядок и алгоритм работы блока коммутации 11 задаются заблаговременно специальным программным обеспечением, которое входит в состав устройства 12 общего управления работой ЭЛРА. Также предусмотрена синхронизация работы блоков 8 и 11.

Учитывая, что ЭЛРА (рис. 16) подобно ПРА позволяет создавать множество комбинаций и конфигураций электронных лучей, с помощью такой антенны можно получать большое количество соответствующих ДН, что может быть полезным для применения в современных радиотехнических системах.

**Выводы.** Исследованы методы корректировки и управления диаграммами направленности металлических штыревых и петлевых реконфигурируемых антенн, а также плазменных и ЭЛРА. Представлены результаты расчетов диаграмм

направленности и других электрических параметров штыревых антенн с включенными в излучающие проводники сосредоточенными нагрузками, а также петлевых реконфигурируемых антенн с включенными в проводящие ветви коммутатором и сосредоточенными нагрузками.

Представлен вариант новой ЭЛРА [23].

По результатам исследований реконфигурируемых антенн металлических ромбических, ПРА и ЭЛРА можно сделать вывод, что, в отличие от металлических антенн, в плазменных и электронно-лучевых антеннах имеется возможность управлять их ДН и другими электрическими параметрами путем подключения или отключения так называемых проводящих путей. При этом отключенные проводящие пути уже не влияют на работу антенны.

В металлических, плазменных и электронно-лучевых антеннах предлагается заблаговременно программировать включение и отключение необходимых проводящих путей в заданные периоды времени с целью получения необходимых вариантов ДН.

Электронно-лучевые антенны имеют преимущество в сравнении плазменными, состоящее в том, что при установке ЭЛРА на корпусе космического аппарата при пониженном барометрическом давлении в космосе необходимость в герметичной камере отпадает, что делает такую антенну более экономичной при разработке и изготовлении.

Приведены результаты расчета диаграмм направленности и других электрических параметров металлической коллинеарной антенной решетки Франклина–Маркони, Z-образной антенны ортогональной поляризации, ромбической и плазменной восьмиэлементной реконфигурируемых антенн.

Отмечено, что реконфигурируемые металлические, плазменные и электронно-лучевые антенны перспективны для применения в современных радиотехнических системах, включая наземные, морские и аэрокосмические системы телекоммуникации и радиолокации.

Автор выражает благодарность ведущему инженеру кафедры электронных средств телекоммуникаций ДНУ Е. Р. Безносовой и магистру В. В. Доценко за выполнение ряда расчетов и участие в подготовке статьи.

#### Библиографический список

1. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Тершин О. Н. *Антенны УКВ*. Москва: Связь, 1977. 384 с.
2. *Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток*. Под ред. Д. И. Воскресенского. Москва: Радио и связь, 1981. 432 с.
3. Дабкин А. Л., Зузенко В. Л. *Антенно-фидерные устройства*. Москва: Сов. радио, 1961. 816 с.

4. Пистолькорс А. А. *Антенны*. Москва: Связьиздат, 1947. 480 с.
5. Стреттон Дж. А. *Теория электромагнетизма*. Пер. с англ. под ред. С. М. Рытова. Москва–Ленинград: Гостехиздат, 1948. 539 с.
6. Айзенберг Г. З. *Антенны для магистральных коротковолновых радиосвязей*. Москва: Связьиздат, 1948. 464 с.
7. *Reconfigurable Plasma Antenna*: USA Pat. 6,369,763 B1 / E. G. Norris, T. Anderson, I. Alexeff. 2002.
8. Овсяников В. В. Состояние разработок вибраторных, диэлектрических и плазменных антенн в контексте исторического развития антенной техники. *Радиофизика и электроника*. 2016. Т. 7(21), № 3. С. 58–73.
9. Anderson T. *Plasma Antennas*. Boston–London: Artech House, 2011. 203 p.
10. *Kurzwellen-Steilstrahlantenne*: Deutsches Pat. 2,521,978: H01Q1/27; H01Q9/30 / Axel Stark; заявл. 16.05.75; опубл. 25.11.76.
11. Ittipiboom A., Hamid M. A. K. Doubly-loaded dipole with high directivity. *Int. J. Electron.* 1977. Vol. 42, N 4. P. 393–403.
12. *Вычислительные методы в электродинамике*. Под ред. Р. Миттры. Пер. с англ. под ред. Э. Л. Бурштейна. Москва: Мир, 1977. 485 с.
13. *Antenne radioélectrique directive*: France Pat. 2,231,125: H01Q1/38; H01Q9/26 / Maurice Tacussel; заявл. 21.05.73; опубл. 20.12.74.
14. Mikuni Y., Nagai K. Unidirectional Dipole Antenna. *Electron. Lett.* 1972. Vol. 8, N 19. P. 472–473.
15. Risaburo S., Toshihata D., Masashi M. Pattern Synthesis and Realization of Circular Distributed Current Source. *Technology Reports, Tohoku Univ.* 1970. Vol. 35, N 2. P. 131–142.
16. Сидоров Я. Г., Лучанинов А. И. Адаптивные антенные решетки с реконфигурируемыми антенными элементами. *17-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007)*: материалы конф. (Севастополь, 10–14 сентября 2007). Севастополь, 2007. P. 390–391.
17. Лучанинов А. И., Гавва Д. С., Крикун Е. В., Скорикова Ю. В. Структурный синтез реконфигурируемых антенн. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2010. № 4/9 (46). С. 28–34.
18. А. с. 1081708А СССР, МКИ Н01Q 9/00/. *Антенна* / В. В. Овсяников (СССР). № 3376097/18-09; заявл. 31.12.81; опубл. 23.03.84, Бюл. № 11.
19. Овсяников В. В. Электрически малые вибраторные, спиральные и петлевые антенны. *Радиофизика и электроника*. 2017. Т. 8(22), № 1. С. 57–67.
20. А. с. 1224871А СССР, МКИ Н01Q 7/00/. *Рамочная антенна* / В. В. Овсяников (СССР). № 3813561/24-09; заявл. 28.08.84; опубл. 15.04.86, Бюл. № 14.
21. *Плазмова антенна решітка для передавання та приймання електромагнітних хвиль*: пат. 109710 Україна: МПК Н01Q 3/26 / В. В. Овсяніков, Вол. В. Овсяніков. № а 2013 13963; заявл. 02.12.13; опубл. 25.09.2015; Бюл. № 18.
22. Гинзбург В. Л. *Распространение электромагнитных волн в плазме*. Москва: Физматгиз, 1960. 552 с.
23. *Спосіб випромінювання та приймання електромагнітних хвиль та реконфігурована антена*: пат. 106658 Україна: МПК Н01Q 1/24 / В. В. Овсяніков, Л. А. Філінський, С. В. Бухаров, С. М. Мороз. № а 2012 13157; заявл. 19.11.12; опубл. 25.09.2014; Бюл. № 18.
4. Pistol'kors, A. A., 1947. *Antennas*. Moscow: Svyaz'izdat Publ. (in Russian).
5. Stratton, J. A., 1948. *Electromagnetic Theory*. Translated from English and ed. S. M. Rytov. Moscow–Leningrad: Gostekhizdat Publ. (in Russian).
6. Eizenberg, G. Z., 1948. *Antennas for long-distance short-wave radio communications*. Moscow: Svyaz'izdat Publ. (in Russian).
7. Norris, E. G., Anderson, T., Alexeff, I., 2002. *Reconfigurable Plasma Antenna*. U. S. Pat. 6,369,763 B1.
8. Ovsyanikov, V. V., 2016. State of development of vibrator, dielectric and plasma antennas in the context of the historical development of antenna technology. *Radiofiz. Elektron.*, **7(21)**(3), pp. 58–73 (in Russian).
9. Andersen, T., 2011. *Plasma Antennas*. Boston–London: Artech House.
10. Stark, Axel, Rohde & Schwarz, 1976. *Kurzwellen-Steilstrahlantenne*. Deutsches Pat. 2,521,978.
11. Ittipiboom, A., Hamid, M. A. K., 1977. Doubly-loaded dipole with high directivity. *Int. J. Electron.* **42**(4), pp. 393–403.
12. Mittra, R. ed., 1977. *Computer Techniques for Electromagnetics*. Translated from English and ed. by E. L. Burshteyn. Moscow: Mir Publ. (in Russian).
13. Tacussel, Maurice, 1974. *Antenne radioélectrique directive*. France Pat. 2,231,125.
14. Mikuni, Y., Nagai, K., 1972. Unidirectional Dipole Antenna. *Electron. Lett.*, **8**(19), pp. 472–473.
15. Risaburo, S., Toshihata, D., Masashi, M., 1970. Pattern Synthesis and Realization of Circular Distributed Current Source. *Technology Reports, Tohoku Univ.*, **35**(2), pp. 131–142.
16. SIDOROV Ya. G., LUCHANINOV A.I., 2007. Adaptive antenna arrays with reconfigurable antenna elements. In: *17<sup>th</sup> Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2007)*: proc. Sevastopol, Ukraine, 10–14 Sept. 2007, pp. 390–391 (in Russian).
17. Luchaninov, A. I., Gavva, D. S., Krikun, E. V., Skorikova, Yu. V., 2010. Structural synthesis of reconfigurable antennas. *Eastern European Journal of Enterprise Technologies*, **4/9**(46), pp. 28–34 (in Russian).
18. Ovsyanikov, V. V., 1981. *Antenna*. USSR Authors' Certificate 1,081,708 (in Russian).
19. Ovsyanikov, V. V., 2017. Electrically small vibratory, spiral and loop antennas. *Radiofiz. Elektron.*, **8(22)**(1), pp. 57–67 (in Russian).
20. Ovsyanikov, V. V., 1984. *Frame Antenna*. USSR Authors' Certificate 1,224,871A (in Russian).
21. Ovsyanikov, V. V., Ovsyanikov, Volod. V., 2015. *Plasma antenna array for transmission and reception of electromagnetic waves*. Ukraine Pat. 109710 (in Ukrainian).
22. Ginzburg, V. L., 1960. *Propagation of Electromagnetic Waves in a Plasma*. Moscow, Fizmatgiz Publ. (in Russian).
23. Ovsyanikov, V. V., Filinsky, L. A., Bukharov, S. V., Moroz, S. M., 2014. *Method of radiation and reception of electromagnetic waves and reconfigurable antenna*. Ukraine Pat. 106658 (in Ukrainian).

Рукопись поступила 04.10.2017.

V. V. Ovsyanikov

## ANTENNAS WITH CONTROLLED DIRECTIVITY PATTERNS

The current methods and devices for correcting and controlling the directivity patterns of metal whip and loop reconfigurable antennas, as well as plasma and electron beam reconfigurable antennas are investigated. It is proposed to solve the problem of effective correction and control of antenna directivity patterns by changing their design and incorporating concentrated reactive loads and switches into the shoulders of antennas. Similar problems are proposed to be solved by the creation of reconfigurable

## REFERENCES

1. Eizenberg, G. Z., Yampolsky, V. G., Tereshin, O. N., 1977. *Microwave Antenna*. Moscow: Svyaz' Publ. (in Russian).
2. Vosresensky, D. I. ed., 1981. *Antennas and microwave devices. Design of phased antenna arrays*. Moscow: Radio i Svyaz' Publ. (in Russian).
3. Drabkin, A. L., Zuzenko, V. L., 1961. *Antenna-feeder devices*. Moscow: Sovetskoe Radio Publ. (in Russian).

antennas based on cold plasma or streams of moving electrons with switched on information signal and power switches. The results of calculations of Z-shaped and rhombic antennas with controlled radiation patterns with lumped loads and switches included in radiating conductors are presented. The results of studies of the gain factor and the standing wave coefficient with respect to the voltage of the antennas with corrected and controlled radiation patterns are presented. It is noted that unlike metallic reconfigurable antennas and antenna arrays in plasma and electron-beam antennas, there are more opportunities to control radiation patterns and other electrical parameters by creating so-called "conducting paths" in them. In this case, the disconnected conductive paths no longer affect the operation of the antenna. In reconfigurable plasma and electron-beam antennas, it is proposed to plan and program in advance the activation and deactivation of the necessary "conducting paths" at given time periods in order to obtain the required directional patterns. The results of the calculation of directional patterns and other electrical parameters of a metallic collinear antenna array of the Franklin–Marconi type and a plasma eight-element reconfigurable antenna are presented. A variant of a new electron-beam reconfigurable antenna is presented. The results of the research are given in the form of a table and graphs. It is noted that metal, plasma and electron-beam reconfigurable antennas are promising for use in radio engineering systems, including terrestrial, marine and aerospace telecommunications and radiolocation systems.

**Key words:** controlled antenna pattern, concentrated antenna load, antenna switch, antenna gain factor, antenna standing wave voltage factor.

В. В. Овсяников

#### АНТЕННИ З КЕРОВАНОЮ ДІАГРАМОЮ СПРЯМОВАНОСТІ

Досліджено актуальні методи і пристрої для коригування та керування діаграмами спрямованості металевих штирьових і петльових реконфігурованих антен, а також плазмових і

електронно-променевих реконфігурованих антен. Запропоновано вирішувати завдання ефективної коригування та керування діаграмами спрямованості металевих антен шляхом зміни їх конструкції і включення в плечі антен зосереджених реактивних навантажень і комутаторів. Подібні завдання запропоновано вирішувати створенням реконфігурованих антен на основі холодної плазми або потоків електронів, що рухаються, з увімкненими комутаторами інформаційного сигналу і електроенергії. Представлені результати розрахунків Z-подібної і ромбічної антен з керованими діаграмами спрямованості з включеними у випромінюючі провідники зосередженими навантаженнями і комутаторами. Наведено результати досліджень коефіцієнта посилення і коефіцієнта стоячої хвилі за напругою антен з корегованими і керованими діаграмами спрямованості. Відзначено, що на відміну від металевих реконфігурованих антен і антенних решіток, у плазмових і електронно-променевих антенах є більше можливостей керувати діаграмами спрямованості та іншими електричними параметрами шляхом створення в них так званих провідних шляхів. При цьому відключені провідні шляхи вже не впливають на роботу антени. У реконфігурованих плазмових і електронно-променевих антенах запропоновано завчасно планувати і програмувати активізацію і відключення необхідних провідних шляхів у задані періоди часу з метою отримання необхідних діаграм спрямованості. Наведено результати розрахунку діаграм спрямованості та інших електричних параметрів металевої колінеарної антенної решітки типу Франкліна–Марконі і плазмової восьмиеlementної реконфігурованої антени. Представлений варіант нової електронно-променевої реконфігурованої антени. Результати досліджень наведено у вигляді таблиць і графіків. Відзначено, що металеві, плазмові та електронно-променеві реконфігуровані антени перспективні для застосування в радіотехнічних системах, включаючи наземні, морські та аерокосмічні системи телекомунікації і радіолокації.

**Ключові слова:** керована діаграма спрямованості антени, зосереджене антенне навантаження, антенний комутатор, коефіцієнт підсилення антени, коефіцієнт стоячої хвилі антени за напругою.