

УДК 537.86

УПРАВЛЯЕМАЯ ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С ВЫСОКИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ НАГРУЖЕННЫХ ДИПОЛЬНЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ

А. Мэинваринг, А. Л. Умнов, М. О. Шуралев, А. Ю. Ельцов

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

В статье представлены результаты экспериментального исследования простой по конструкции и имеющей невысокую стоимость антенны сантиметрового диапазона длин волн, формой диаграммы направленности которой можно управлять: осуществлять сканирование главного лепестка диаграммы в большом диапазоне углов, изменять ширину главного лепестка, формировать минимумы диаграммы в заданных направлениях. Антенна имеет единственный активный элемент — облучатель, который располагается перед зеркалом из системы управляемых пассивных рассеивателей — дипольных антенн, нагруженных полупроводниковыми диодами. Ёмкость диодных нагрузок изменяется под воздействием управляющих сигналов, задающих на каждом диоде определённое напряжение смещения. Целью исследования являлась экспериментальная проверка работоспособности и оценка достижимых на практике характеристик предложенной конструкции антенны. Созданная лабораторная модель антенны работает на частотах вблизи 2,4 ГГц с коэффициентом усиления более 21 дБи и возможностью сканирования главного лепестка диаграммы в горизонтальной и вертикальной плоскостях на $\pm 60^\circ$ и $\pm 15^\circ$ соответственно при общих размерах антенны $100 \times 60 \times 30$ см.

ВВЕДЕНИЕ

Антенны с высоким коэффициентом усиления, направлением излучения и приёма которых можно управлять электрически, представляются весьма перспективными для использования в современных беспроводных системах связи. Такие антенные системы дают возможность увеличивать дальность связи даже в тех случаях, когда взаимное положение источника и приёмника излучения изменяется с течением времени, позволяя, в частности:

- устанавливать непрерывную стабильную связь требуемого качества с мобильными объектами;
- компенсировать механические отклонения антенных конструкций, которые могут быть вызваны различными нежелательными факторами (ветер, разрушение опор и т. п.);
- обеспечивать пространственно-временное разделение каналов связи;
- оперативно реконфигурировать топологию сети, состоящей из множества узлов.

Если антенная система посредством электрического управления позволяет задавать не только направление максимума мощности излучения или приёмной диаграммы, но и направления минимума излучаемой мощности (эффективности приёма), то становится возможной борьба с помехами, что также позволяет улучшить качество связи в беспроводной сети.

Однако несмотря на все отмеченные выше ценные свойства, антенны с электрически управляемыми диаграммами направленности до настоящего времени не нашли широкого применения в беспроводных системах связи, доступных на массовом рынке телекоммуникационного оборудования (для сетей WiFi, WiMAX, 3G и т. п.). Известны лишь единичные попытки создания таких коммерческих антенных систем, например, компанией ViVATO [1, 2]. В основном они касаются использования антенн с управляемыми диаграммами на стороне базовых станций, случаи использования подобных антенн на стороне клиентов сетей практически неизвестны.

Главной причиной данной ситуации является значительная стоимость подобных устройств, связанная с высокой ценой СВЧ элементов, на которых построено большинство современных антенных систем с управляемыми диаграммами направленности, основанных на использовании фазированных антенных решёток (ФАР).

Как известно, для получения высоких коэффициентов усиления антенных решёток необходима апертура больших электрических размеров и, соответственно, большое количество распределённых по ней излучателей. Согласно наиболее распространённой концепции архитектуры ФАР к каждому излучателю от источника (к приёмнику) СВЧ сигнала подводится отдельный волновод, при этом в канал каждого излучателя включается отдельное устройство управления фазой — фазовращатель. Несмотря на прогресс в разработке СВЧ материалов и технологий создания соответствующих устройств, изготовление большого числа отдельных СВЧ цепей по-прежнему весьма дорого. К отмеченным факторам добавляются трудности компоновки элементов ФАР, а также потери мощности в протяжённых волноводящих трактах. Компенсация потерь требует применения усилителей, что в ещё большей степени повышает конечную стоимость антенной решётки.

Минимизация числа используемых дорогих СВЧ элементов, уменьшение потерь мощности, а также существенное снижение стоимости антенной системы при сохранении преимуществ антенн с электрически управляемой диаграммой направленности возможно в рамках концепции антенных решёток с пространственным питанием её элементов, которыми являются пассивные рассеиватели с управляемыми параметрами. Изменение параметров рассеивателей позволяет варьировать фазу и амплитуду переизлучаемых ими полей, что даёт возможность формировать нужную диаграмму направленности всей системы рассеивателей.

Разработка и исследование подобного типа антенн начались довольно давно [3–7]. Для разных диапазонов длин волн были предложены различные варианты конструкции антенн.

Для антенн сантиметровых и миллиметровых диапазонов длин волн разрабатывались так называемые отражательные антенные решётки — антенны, образованные плоской отражательной поверхностью [3–6]. На этой поверхности располагается множество пассивных антенн-рефлекторов (как правило, микрополосковых антенн различной конструкции). Линии передачи СВЧ излучения к этим антеннам не подводятся. Единственный в системе активный элемент — облучатель — располагается перед отражательной поверхностью и создаёт в пространстве первичное поле, которое возбуждает элементы отражательной решётки. Антенны-рефлекторы должны переизлучать падающее на них поле с фазой, необходимой для формирования всей системой в дальней зоне плоского волнового фронта, распространяющегося в заданном направлении. Возможность настраивать фазу переизлучённого рассеивателем поля, варьируя его параметры, позволяет управлять диаграммой направленности всей системы. Параметры рассеивателей в отражательных решётках изменяются за счёт изменения параметров включённых в них управляемых элементов. В качестве управляемых элементов используются как рin-диоды, позволяющие осуществлять дискретное подключение и отключение элементов системы, а следовательно, дискретно управлять фазой переотражённого поля, так и диоды-варикапы, дающие возможность плавной перестройки параметров нагрузок при изменении напряжения смещения и, следовательно, позволяющие плавно перестраивать фазу переотражённого поля.

Примерно в то же время, когда появились первые работы по отражательным антенным решёткам, для дециметрового и более длинноволновых диапазонов была предложена антенна, состоящая из управляемых рассеивающих элементов, расположенных не на плоскости, а в пространстве вокруг активной антенны — облучателя. Изменение параметров рассеивателей в этом случае так же, как и в отражательных антенных решётках, позволяет сформировать фазы вторичных полей, обеспечивающие нужную диаграмму направленности всей системы.

Подобные антенные решётки с управляемыми рассеивателями получили название ESPAR-антенн (Electronically Steerable Parasitic Array Radiators). Большинство ESPAR-антенн [8–13] выполнено по схеме, предложенной в ранних работах [14–16]: над металлической плоскостью располагается запитываемая с помощью коаксиального кабеля штыревая антенна; вокруг этой антенны размещаются металлические штыри, соединённые с металлической плоскостью через нагрузки-диоды; к диодам прикладывается напряжение смещения, величина которого определяет ёмкость нагрузки. Штыри имеют размер около четверти длины рабочей волны. Диаметр круга, образованного рассеивателями, как правило, не превышает длину рабочей волны. Поэтому коэффициенты усиления ранее исследованных ESPAR-антенн редко достигают 10 дБи и в среднем колеблются в интервале от 5 дБи [17] до 9 дБи [12]. Привлекательным свойством антенн с пространственным размещением рассеивателей является большая гибкость при разработке, чем в случае планарного размещения, что позволяет получать антенны с уникальными характеристиками. Примером являются ESPAR-антенны, обеспечивающие возможность кругового сканирования максимума диаграммы направленности.

Простота конструкции и изготовления описанных выше антенн, а также отсутствие в них дорогих СВЧ элементов являются их чрезвычайно привлекательной особенностью. Однако в течение долгого времени подобные антенные решётки были распространены в значительно меньшей степени, чем классические ФАР [18, 19]. Это было связано со слабой проработанностью конструкции подобных антенн, обусловленной сложностью их анализа и оптимизации, а также с необходимостью создания нестандартных технических и алгоритмических решений для управления такими антенными решётками. Недостаточный уровень развития вычислительной техники и микроэлектроники заставлял разработчиков делать выбор в пользу классических схем ФАР.

Ситуация изменилась в последние годы. Быстрый рост возможностей и доступности вычислительной техники позволил проводить серии численных экспериментов, необходимые для решения задач оптимизации конструкции антенн, построенных на базе массивов рассеивателей, а также создавать системы управления этими антеннами на базе доступных микропроцессоров. Новизна антенных систем, использующих управляемые рассеиватели, делает актуальными как создание подобных антенн для конкретных приложений (видимо, в первую очередь, в области беспроводных систем связи), так и разработку эффективных методов их теоретического и экспериментального анализа.

В настоящей работе предлагается конструкция антенны, обеспечивающая высокий коэффициент усиления и управляемую диаграмму направленности. Антенна построена с использованием типичных для ESPAR отдельно расположенных в пространстве рассеивающих дипольных элементов, которые образуют электрически большое зеркало, характерное для отражательных антенных решёток. Параметры рассеивателя варьируются за счёт изменения импеданса полупроводникового диода, включённого в рассеиватель. Фактически, функции излучателя и фазовращателя при этом оказываются объединены в одном простом и недорогом элементе. Предлагаемая в статье конструкция антенны предоставляет широкие возможности по оперативному изменению расположения рассеивателей в пространстве, позволяя изменять форму зеркала, число образующих его рассеивателей и расстояния между ними. Предлагаемая конструкция также позволяет легко заменять сами рассеиватели. Описанные выше особенности конструкции антенны в сочетании с существующими возможностями численного моделирования представляют широкие возможности по оптимизации параметров антенны с целью получения желаемых характеристик. Антенна при этом проста в изготовлении и имеет невысокую стоимость.

Созданная лабораторная модель антенны работает на частотах вблизи 2,4 ГГц с коэффициентом усиления, превышающим 21 дБи, и позволяет сканировать главный лепесток диаграммы в горизонтальной и вертикальной плоскостях на $\pm 60^\circ$ и $\pm 15^\circ$ соответственно при общих размерах

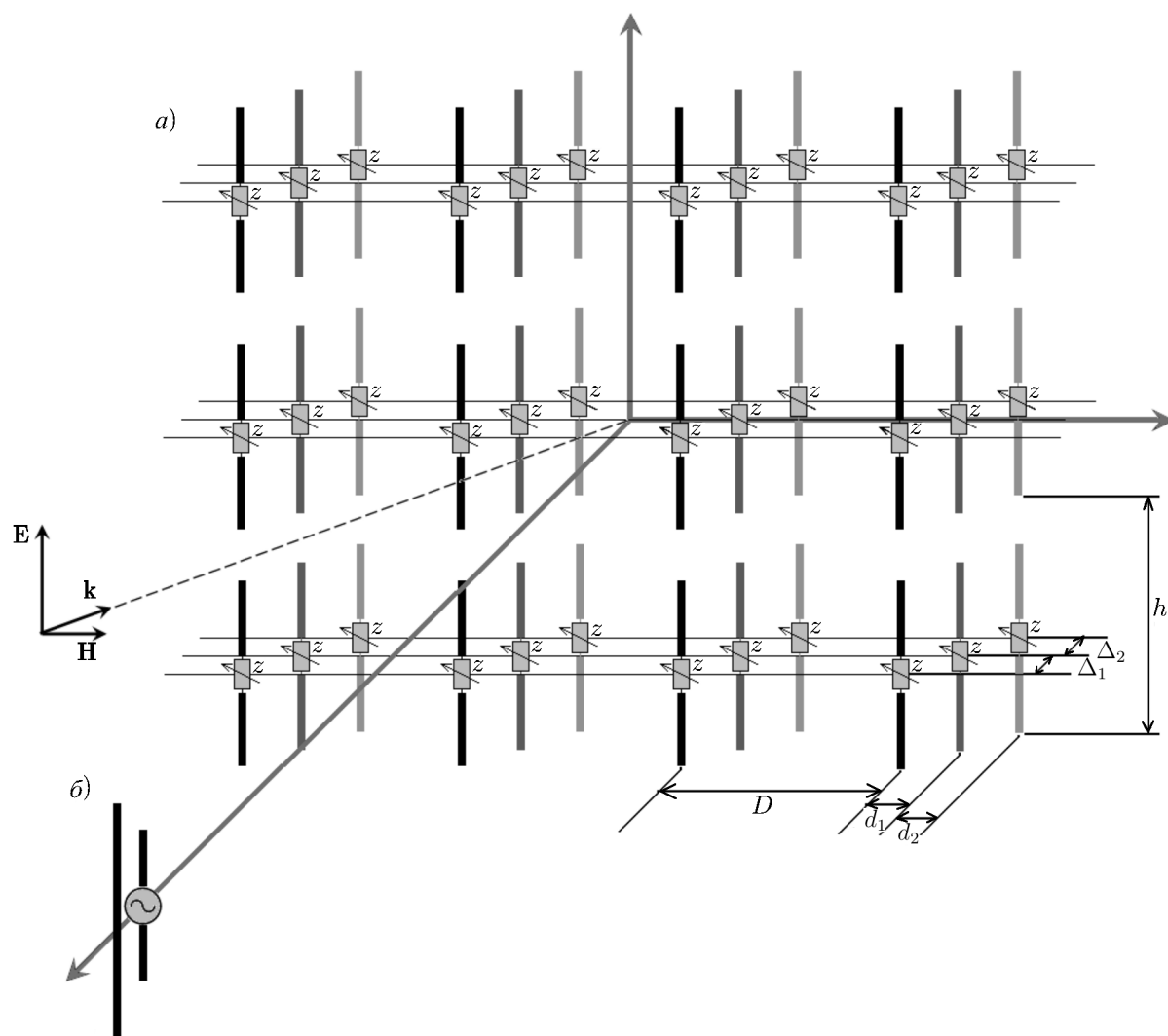


Рис. 1. Концептуальная схема исследуемой антенны: (а) трёхслойное зеркало антенны и (б) облучатель

антенны $100 \times 60 \times 30$ см.

1. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ

На рис. 1 показана концептуальная схема исследуемой антенны. Антенна состоит из зеркала, образованного управляемыми рассеивателями, и облучателя. В качестве управляемых рассеивателей выбраны электрические вибраторы, нагруженные в центре ёмкостным импедансом, значение которого может изменяться. Вариация импеданса нагрузки позволяет настраивать фазу рассеянной вибратором волны. Одновременно с этим изменяется и амплитуда рассеянного поля. Предлагаемая конструкция антенны (при которой рассеиватели размещаются в пространстве, а не на плоскости) позволяет произвольным образом изменять взаимное расположение рассеивателей, что облегчает настройку антенны и расширяет возможности по оптимизации её структуры для получения тех или иных характеристик.

К сожалению, при вариации импеданса нагрузки одновременно с изменением фазы тока изменяется и его амплитуда, что не позволяет использовать рассеиватель для создания вторичного

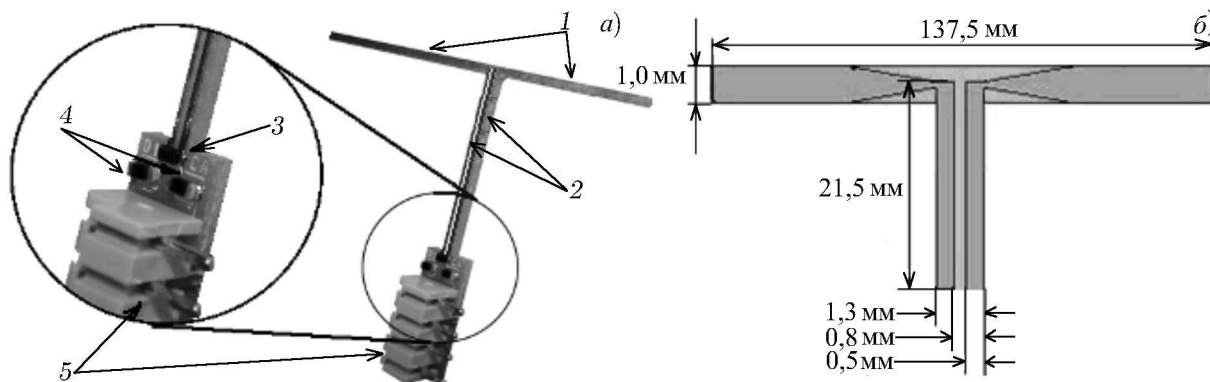


Рис. 2. Конструкция рассеивателя (а) и его геометрические размеры (б): 1 — диполь, 2 — трансформатор импеданса (длинная линия), 3 — варикап, 4 — шунтирующие дроссели, 5 — разъём, подключенный к управляющим линиям

излучения с произвольной фазой. Для достижения перестройки фазы в диапазоне 360° приходится использовать комбинацию из нескольких слоёв рассеивателей (на рис. 1 показана трёхслойная структура). При этом распространение возбуждающей и рассеянной волн между слоями обеспечивает необходимый постоянный сдвиг по фазе, который суммируется с фазовым сдвигом, обеспечиваемым вариацией импеданса нагрузки. Рассеиватели, образующие зеркало, не являются независимыми, между ними существует сильная электродинамическая связь. Поэтому рассеивающие свойства каждого элемента зеркала определяются не только нагрузкой данного элемента, но и нагрузками соседних рассеивателей.

Для практической реализации описанной выше концепции антенны в первую очередь должна быть выбрана конкретная конструкция рассеивателя — электрического диполя, а также определены расстояния между рассеивателями (см. рис. 1). Кроме того, должна быть определена конструкция облучателя и его расположение относительно рассеивателей. Возможность изменения множества параметров даже в рамках уже выбранной концепции антенны и соответствующий широкий интервал вариаций её характеристик приводит к необходимости конкретизации требований к антенне. В настоящей работе в качестве такого требования выбрано приближение параметров исследуемой антенны к параметрам направленных антенн (параболической антенны, антенны Уда—Яги и др.), широко используемых в настоящее время для организации дальних беспроводных каналов связи, а именно достижение для частот вблизи 2,4 ГГц коэффициента усиления $18 \div 24$ дБи. При этом дополнительным требованием, которое налагается на исследуемую антенну, является возможность поддержания высокого коэффициента усиления в диапазоне углов $\pm 60^\circ$ в горизонтальной плоскости при перестройке диаграммы направленности. Размеры антенны выбраны аналогичными размерам параболической антенны с коэффициентом усиления 24 дБи: 100×60 см. В ходе экспериментов параболическая антенна с указанными размерами использовалась в качестве референсной.

Конструкция рассеивателя, использованного в экспериментальной модели антенны, показана на рис. 2а. Рассеиватель представляет собой одностороннюю печатную плату и состоит из плеч диполя 1, трансформатора импеданса — длинной линии 2, варикапа 3, подключённого к длинной линии, шунтирующих дросселей 4, отделяющих высокочастотную часть рассеивателя от управляющих линий 5, по которым к варикапу подводится напряжение смещения, а также контактного блока, с помощью которого управляющие линии подключаются к системе управления антенной. Длинная линия (трансформатор импеданса) введена в конструкцию для расширения диапазона изменения импеданса нагрузки на входе диполя.

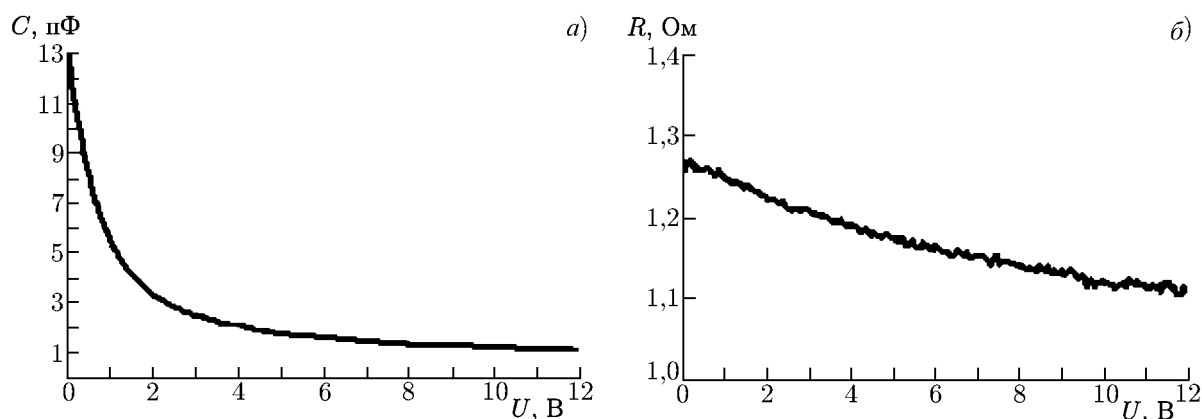


Рис. 3. Экспериментальные характеристики диода-варикапа: (а) зависимость ёмкости C от напряжения смещения U и (б) зависимость активного сопротивления R от напряжения смещения

Геометрические параметры рассеивателя выбирались на основе данных численного моделирования, выполненных в программной среде HFSS. При этом считалось, что параметры материала, из которого изготовлен рассеиватель, совпадают с параметрами фольгированного текстолита FR4. Толщина диэлектрической подложки и толщина металла составляют 1,5 и 0,05 мм соответственно, диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь текстолита равны 4,9 и 0,03 соответственно.

Роль управляемой нагрузки рассеивателя выполнял варикап MA4ST1240 ODS1279 со следующими параметрами, заявленными производителем: при изменении напряжения смещения в пределах от 0 до 12 В ёмкость варикапа изменяется от 13 до 1,1 пФ, а активное сопротивление изменяется от 1,2 до 1,1 Ом. На рис. 3 представлены результаты экспериментального исследования характеристик диода-варикапа: зависимости ёмкости C (рис. 3а) и активного сопротивления R (рис. 3б) от напряжения смещения U . В качестве элементов, через которые к рассеивателю подключалась линия управления, были выбраны дроссели ИЛС 0603 с индуктивностью $68 \text{ нГн} \pm 10\%$.

Численные эксперименты были направлены на определение оптимальных геометрических размеров рассеивателя (включая параметры длинной линии — трансформатора импеданса). Задача поиска оптимальных размеров рассеивателя, находящегося в условиях электродинамической связи с остальными рассеивателями, образующими зеркало, для всего диапазона значений импедансов нагрузок рассеивателей решалась нестрого с привлечением дополнительных предположений. Для приближённого моделирования фазовых и амплитудных характеристик рассеивателя, работающего в составе зеркала, изучался ряд из 17 рассеивателей, расположенных на расстоянии меньше половины длины волны λ друг от друга ($0,48\lambda$). Ряд возбуждался плоской волной с вектором электрического поля, параллельным оси рассеивателей, и волновым вектором, перпендикулярным плоскости ряда. Изучалась зависимость амплитуды и фазы переизлучённого поля в дальней зоне решётки (в максимуме диаграммы направленности данной системы рассеивателей) в зависимости от ёмкостей нагрузок. При этом для всех элементов, образующих ряд, значения ёмкости задавались одинаковыми.

Подобный подход к определению свойств рассеивателя, работающего в реальном зеркале, не учитывает взаимное влияние элементов, находящихся в соседних слоях и рядах, а также влияние вариации импедансов нагрузок на характеристики зеркала. При современном уровне развития вычислительной техники учёт перечисленных факторов требует чрезмерного времени для решения задачи оптимизации геометрии рассеивателя. Предлагаемый подход может быть оправдан тем, что основное влияние на работу каждого рассеивателя, образующего зеркало, оказывают его непосредственные соседи. При этом логично предположить, что соседние рассеиватели

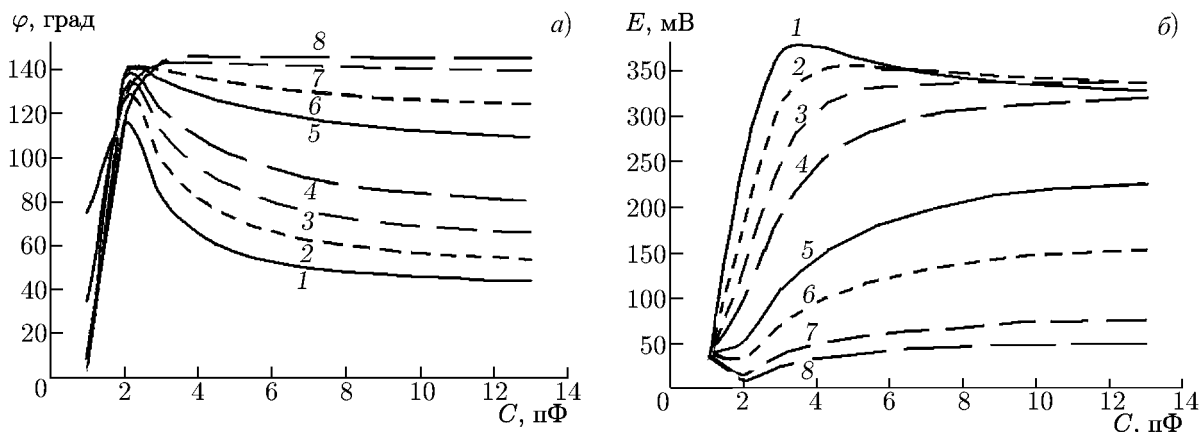


Рис. 4. Фазовые (а) и амплитудные (б) характеристики рассеивателей при различных длинах плеч диполя: кривые 1 соответствуют длине плеч диполя $1,15\lambda$, 2 — $1,1\lambda$, 3 — $1,05\lambda$, 4 — $1,0\lambda$, 5 — $0,9\lambda$, 6 — $0,8\lambda$, 7 — $0,6\lambda$, 8 — $0,5\lambda$

в зеркале имеют близкие импедансы нагрузок, что необходимо для обеспечения непрерывности изменения фаз токов в рассеивателях вдоль зеркала. Геометрические размеры длинной линии — трансформатора импеданса — показаны на рис. 2б. Они были получены на основе результатов отдельной серии численных экспериментов, направленных на определение размеров длинной линии, которые обеспечивают максимальный диапазон перестройки импеданса нагрузки.

На рис. 4 показаны фазовые и амплитудные характеристики рассеивателей, рассчитанные в рамках описанной выше модели. Графики, обозначенные цифрами 1–8, соответствуют различным длинам плеч рассеивателя. Максимальный диапазон перестройки фазы переотражённого поля соответствует длине плеч $1,1$ длины волны в свободном пространстве и составляет 110° , при этом амплитуда переотражённого поля достигает максимальных значений, а диапазон её вариаций составляет менее 2 дБ при изменении ёмкости нагрузки от 2 до 13 пФ.

На основе полученных результатов численного эксперимента в качестве элемента для формирования зеркала антенны был выбран рассеиватель, геометрические размеры которого показаны на рис. 2.

На следующем этапе численного моделирования изучалась антенна, построенная по схеме, показанной на рис. 1, элементами которой служили рассеиватели с определёнными выше параметрами. Целью при этом являлось определение расстояний между рассеивателями, позволяющих достичь требуемых значений коэффициента усиления антенны и диапазона перестройки главного максимума диаграммы направленности. Для каждого фиксированного расположения рассеивателей определялись ёмкости диодов, позволяющие получить максимум коэффициента усиления антенны в ряд углов, лежащих в указанном выше диапазоне. Для нахождения распределений значений ёмкостей при различных направлениях прихода волны решалась задача многомерной оптимизации с использованием эволюционного генетического алгоритма [20]. В результате численных экспериментов было установлено, что оптимальное расстояние между рассеивателями (с точки зрения максимального диапазона перестройки фазы переизлучённого поля) колеблется от 3 до 6 см, при этом диапазон перестройки фазы может достигать 100° (при $d = 3$ см). Оптимальное расстояние между слоями рассеивателей в одном ряду колеблется от 20 до 30 мм, при этом диапазон перестройки фазы для трёхслойной конструкции может достигать $270^\circ \div 360^\circ$.

2. ЛАБОРАТОРНАЯ МОДЕЛЬ АНТЕННЫ

Лабораторная модель антенны создавалась с использованием описанных выше рассеивателей по многослойной схеме, представленной на рис. 1 (в различных экспериментах изучались антенны с разным количеством слоёв, числом рассеивателей и различным их расположением в пространстве). Для фиксации рассеивателей в определённых точках пространства использовались специальные держатели, которые одновременно служили для подвода напряжений смещения к варикапам рассеивателей. Рассеиватели к держателям крепятся с помощью концевых разъёмов (элемент 5 на рис. 2). Конструкция держателей позволяет изменять расстояние между рассеивателями в слое, а также расстояние между слоями.

Напряжения смещения на рассеивателях формируются с помощью соединённых с компьютером плат управления. По команде с компьютера платы управления позволяют задавать распределение напряжений смещения на варикапах всех рассеивателей (до 500), образующих зеркало. Напряжение может изменяться в диапазоне от 0 до 15 В с шагом 0,05 В. В лабораторной установке одновременно может быть задействовано до пяти стоканальных плат управления.

Перед зеркалом, образованным системой рассеивателей, располагается облучатель — антенна обратного излучения, состоящая из активного диполя и рефлектора; ширина главного луча диаграммы направленности облучателя по уровню -3 дБ составляет 60° . Этот облучатель аналогичен используемому в стандартной параболической антенне с коэффициентом усиления 24 дБи, зеркало которой имеет размеры 60×100 см, а фокусное расстояние равно 30 см. Положение облучателя относительно плоскости первого ряда рассеивателей может изменяться, при этом в качестве начального расстояния выбиралось фокусное расстояние референсной параболической антенны.

Все эксперименты с антенной выполнялись в безэховой антенной камере.

Облучающее антенну поле создавалось с помощью рупора, находящегося в дальней зоне исследуемой антенны. Фотографии антенны в камере представлены на рис. 5, на правом снимке изображены источник сигнала и исследуемый прототип антенны. Оба устройства подключены к сетевому анализатору, измеряющему коэффициент прохождения S_{12} . Измерение этого коэффициента позволяло отслеживать уровень принимаемого сигнала и его зависимость от угла поворота антенны (диаграмму направленности). Поворот антенны в азимутальной плоскости и наклон в

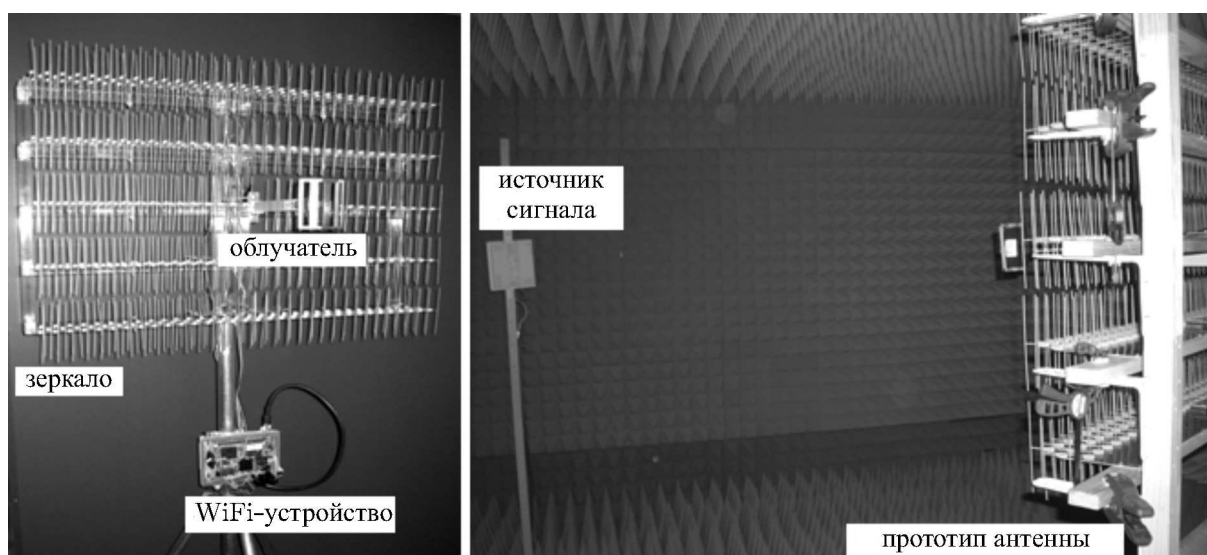


Рис. 5. Прототип антенны в безэховой антенной камере

вертикальной плоскости осуществлялись с помощью поворотного стола.

Электрическая настройка антенны, заключающаяся в выборе напряжений смещения для всех варикапов рассеивателей, образующих антенное зеркало, проводилась в автоматическом режиме по критерию максимальности принимаемого антенной сигнала. Для настройки использовались алгоритмы многомерной оптимизации [20–22] (алгоритм Нелдера–Мида, а также различные варианты генетических алгоритмов), реализованные программно на компьютере, через который осуществлялось управление антенной.

Найденные с помощью оптимизационных алгоритмов значения напряжений смещения запоминались и при необходимости могли быть непосредственно использованы для повторной электрической настройки антенны.

3. НАСТРОЙКА АНТЕННЫ

Для достижения требуемых характеристик антенны проводилась дополнительная ручная настройка её структуры (выбор расстояний между элементами), при этом расстояния между рассеивателями, полученные в ходе численных экспериментов, рассматривались как референсные.

Настройка структуры антенны проводилась в несколько этапов. На первом этапе определялось оптимальное (с точки зрения максимального коэффициента усиления антенны) расстояние между рассеивателями в слое. Для определения данного параметра собиралась антенна, состоящая из одного ряда и одного слоя рассеивателей. По найденным оптимальным распределениям напряжений смещения при расстояниях между всеми элементами решётки от 1 до 12 см (длина волны λ составляет 12,5 см) и фиксированной длине ряда 100 см строился график зависимости коэффициента усиления антенны в центральном направлении от расстояния между рассеивателями d (см. рис. 6а). Видно, что при $d = 3$ см достигается максимум коэффициента усиления однорядной однослойной антенны, равный 10,5 дБи. Увеличение плотности расположения элементов решётки приводит к усилению взаимного влияния и ухудшению характеристик переотражения (сужение диапазона перестройки фазы), увеличение расстояния между рассеивателями приводит к уменьшению эффективности перехвата излучения от активного элемента системы.

На втором этапе определялось оптимальное (с точки зрения максимального коэффициента усиления антенны) расстояние между слоями рассеивателей в одном ряду. Для определения этого параметра собиралась антенна, состоящая из одного ряда и двух слоёв рассеивателей, при фиксированном расстоянии между рассеивателями в каждом слое $d = 3$ см. На рис. 6б представлен график зависимости коэффициента усиления антенны в центральном направлении от

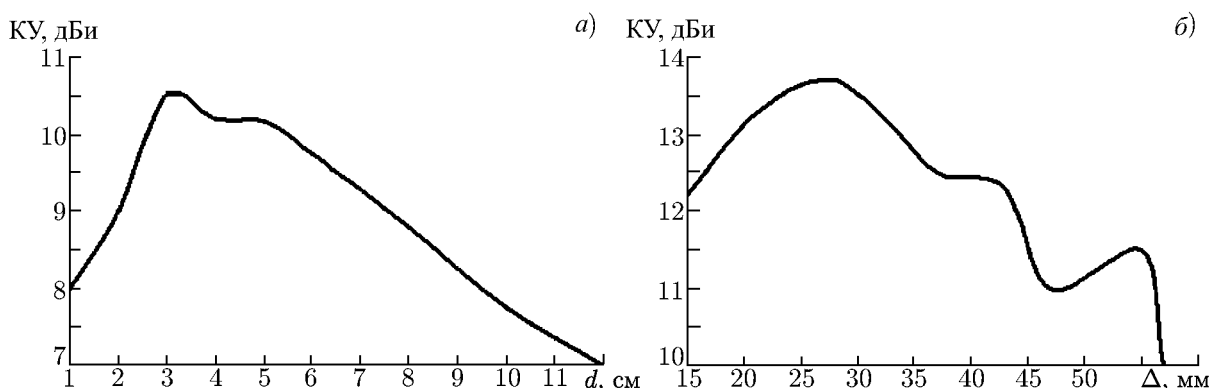


Рис. 6. Зависимость коэффициента усиления (КУ) антенны от (а) расстояния между рассеивателями d и (б) от расстояния между слоями рассеивателей Δ

расстояния между слоями Δ , которое изменяется от 15 до 58 мм с шагом 2 мм. Максимум усиления 13,5 дБи достигался при $\Delta = 27$ мм. Для трёхслойной антенны при том же расстоянии между слоями $\Delta = 27$ мм максимум коэффициента усиления составляет 14 дБи. При этих расстояниях обеспечивается плавная перестройка фазы вдоль зеркала для отражённой от него волны и минимизируются отрицательные последствия взаимного влияния элементов антенной решётки.

В ходе ручной настройки антенны было отмечено хорошее совпадение полученных экспериментальным путём значений d и Δ с рекомендуемыми, полученными в ходе численных экспериментов (см. раздел 1).

На следующем этапе экспериментов определялось максимальное значение коэффициента усиления антенны в зависимости от количества используемых в антенне рядов. Для одного ряда максимальный коэффициент усиления составил 14 дБи, для двух — 16,2 дБи, для трёх — 18,9 дБи, для четырёх — 20 дБи, для пяти — 21,2 дБи. Расстояние между центрами рядов составляло 15 см, что больше длины волны на 20%. Увеличение числа рядов и, как следствие, площади антенны в пять раз соответствует повышению коэффициента усиления также в пять раз (до приблизительно 7 дБ), т. е. добавление рядов не приводит к значительному дополнительному взаимному влиянию элементов, искажающему их амплитудно-фазовые характеристики.

4. ФОРМИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Серия экспериментов, результаты которой представлены в данном разделе, была направлена на составление таблицы распределений управляющих напряжений, соответствующих различным направлениям главного лепестка диаграммы направленности и обеспечивающих максимальный коэффициент усиления в заданных направлениях.

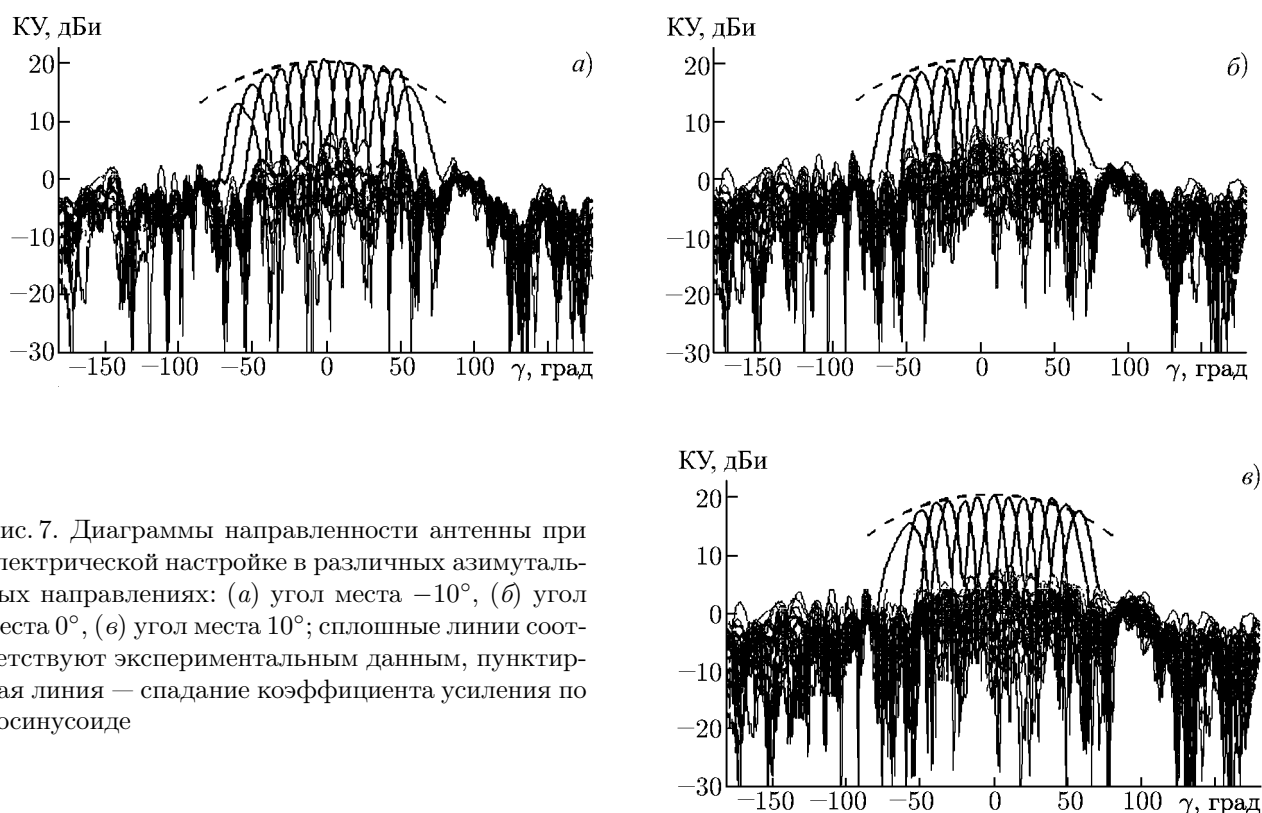


Рис. 7. Диаграммы направленности антенны при электрической настройке в различных азимутальных направлениях: (а) угол места -10° , (б) угол места 0° , (в) угол места 10° ; сплошные линии соответствуют экспериментальным данным, пунктирная линия — спадание коэффициента усиления по косинусоиде

Эксперимент проводился в безэховой антенной камере. В ходе эксперимента антенна поворачивалась в горизонтальной и вертикальной плоскостях на определённый угол, после чего запускалась программа оптимизации, находившая напряжения смещения на диодах рассеивателей, при которых достигался максимальный коэффициент усиления для данного направления. Процедура повторялась до тех пор, пока не была заполнена таблица, позволяющая настраивать антенну в интервале углов $\pm 60^\circ$ в горизонтальной и $\pm 15^\circ$ в вертикальной плоскостях с шагом 5° .

На рис. 7 представлены диаграммы направленности антенны при её электрической настройке в различных азимутальных направлениях γ при углах места -10° , 0° и 10° ; экспериментальные значения показаны сплошной линией, теоретическое спадание коэффициента усиления по косинусоиду (из-за уменьшения эффективной площади сечения антенны) — пунктирной линией. Из графиков на рис. 7 видно, что экспериментальные данные достаточно хорошо согласуются с теоретическими во всех направлениях, кроме $\gamma = -60^\circ$ при всех углах места. Это объясняется экспериментальными условиями оптимизации антенны. Малый уровень коэффициента усиления в данном направлении обуславливался наличием дверного проёма в антенной камере, который в этой ситуации был причиной паразитных переотражений.

Эксперименты по одновременному формированию максимумов и минимумов диаграммы в заданных направлениях также проводились в антенной камере, при этом использовалось два источника радиосигнала, моделирующие полезный сигнал и помеху. Целью задачи оптимизации в данном случае являлось достижение максимальной разности мощности двух сигналов (соотношение сигнал-шум). В результате экспериментов было получено, что при удовлетворительном коэффициенте усиления в направлении источника полезного сигнала (порядка $18 \div 21$ дБи) уровень сигнала помехи составлял около -20 дБи.

Полученные результаты являются предварительными и лишь демонстрируют расширенные возможности управления диаграммой направленности исследуемой антенны. Требуется проведение дополнительных исследований, направленных на выяснение возможности подавления помех в зависимости от того, насколько близко друг к другу расположены источники полезного сигнала и помехи.

5. ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

При использовании антенны в широкополосных системах беспроводной связи, таких, как IEEE 802.11 WiFi или IEEE 802.16 WiMAX, одной из её важнейших характеристик является ширина частотной полосы.

Так, для связи по протоколам семейства IEEE 802.11 WiFi на частоте 2,4 ГГц регламентировано 11 частотных каналов. Каждый канал имеет ширину 22 МГц, общая полоса частот составляет 72 МГц. Таким образом, необходимо, чтобы, как минимум, в пределах одного частотного канала коэффициент усиления настроенной антенны не менялся либо его вариации были меньше 1 дБ. Наилучшим результатом будет изменение коэффициента усиления настроенной антенны менее чем на 1 дБ в выбранном направлении во всех частотных каналах сразу либо возможность электрической настройки антенны в каждом частотном канале (с изменением коэффициента усиления менее чем на 1 дБ в пределах каждого канала).

Графики, характеризующие широкополосность антенны, представлены на рис. 8. Сплошной линией показана частотная зависимость коэффициента усиления антенны, настроенной на частоту 2,415 ГГц в направлении угла места 0° и азимута 0° . Ширина полосы (по уровню -1 дБ) составляет 47 МГц, что соответствует четырём частотным каналам (с 1-го по 4-й). Пунктирная линия соответствует аналогичной зависимости для антенны, настроенной на частоту 2,415 ГГц в направлении угла места 0° и азимута 30° . Ширина полосы в этом случае составляет 45 МГц,

что также соответствует четырём частотным каналам. Значительные искажения коэффициента усиления наблюдаются на частотах, выходящих за пределы полосы 50 МГц, максимальные отклонения составляют для угла места 0° и азимута 0° 3,5 дБ, для угла места 0° и азимута 30° 4,5 дБ.

Анализ показывает, что при электрической настройке антенной системы такой конструкции возможно добиться равномерной частотной характеристики по всему диапазону (с вариациями коэффициента усиления менее 1 дБ), но с уровнем коэффициента усиления, меньшим максимального для данного направления на $1,5 \div 2$ дБ.

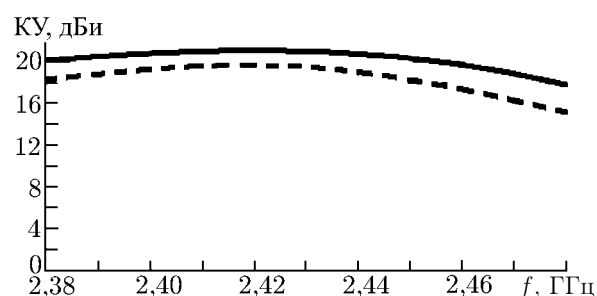


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициента усиления: сплошная линия — для антенны, настроенной на частоту 2,415 ГГц, угол места 0° , азимут 0° ; пунктирная линия — для антенны, настроенной на частоту 2,415 ГГц, угол места 0° , азимут 30°

6. ПОЛЕВЫЕ ИСПЫТАНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Полевые испытания антенной системы проводились путём установления беспроводной связи между точками, расположенными в городской черте Нижнего Новгорода (в 2008 году) на крышах и верхних этажах офисных и жилых зданий, а также связи между несколькими точками на расстоянии до 7 км в двух городах, разделённых рекой (в 2009 году).

Схема каналов связи через реку представлена на рис. 9. Исследуемая антенна, подключённая к спектроанализатору или специализированному WiFi-приёмнику, располагалась в г. Нижний Новгород на 9-м этаже офисного здания (1), на высоте 30 м от уровня Земли. В трёх точках в г. Бор: роддоме (2), школе (3), частном доме (4), с которыми устанавливалась связь, размещались стандартные параболические антенны с коэффициентом направленного действия 24 дБи, подключённые к генераторам СВЧ сигналов на частоте 2,4 ГГц или к специализированным WiFi-передатчикам.

Эксперимент состоял в электрической настройке диаграммы направленности антенны на источник сигнала с последующей установкой связи по протоколу IEEE 802.11b (WiFi) и измерением максимальной скорости передачи данных по этому протоколу с использованием исследуемой антенны. Для измерения пропускной способности канала связи антенны подключались к устройствам беспроводной связи на базе «Gateworks Avila Network Processing System» (GW2348-4) с сетевыми адаптерами Ubiquity XR2. Измерялось время копирования файла с объёмом 10 Мбайт по FTP-протоколу из точки 1 в точки 2, 3 и 4; измерения проводились для различных частотных каналов. Пропускная способность составила от 6,17 Мбит/с до 7,53 Мбит/с (6,85 Мбит/с $\pm 10\%$), что сопоставимо с результатами измерений [23], проводившихся в подобных условиях с использованием стандартных средств беспроводной связи без возможности управления главным лепестком диаграммы направленности.

Дополнительная серия полевых испытаний антенны была проведена на территории города Беркли, США (в период с 2007 по 2009 годы). Эксперименты были направлены на выяснение возможности пеленгации с помощью антенны WiFi-точек доступа, находящихся на территории города. Антенна была установлена на высоте 40 м и сканировала несколько кварталов города (10 км²) в интервале азимутальных углов $\pm 60^\circ$. В ходе экспериментов удалось обнаружить сигнал от более чем пятидесяти точек доступа и определить их азимуты. Знание угловых координат

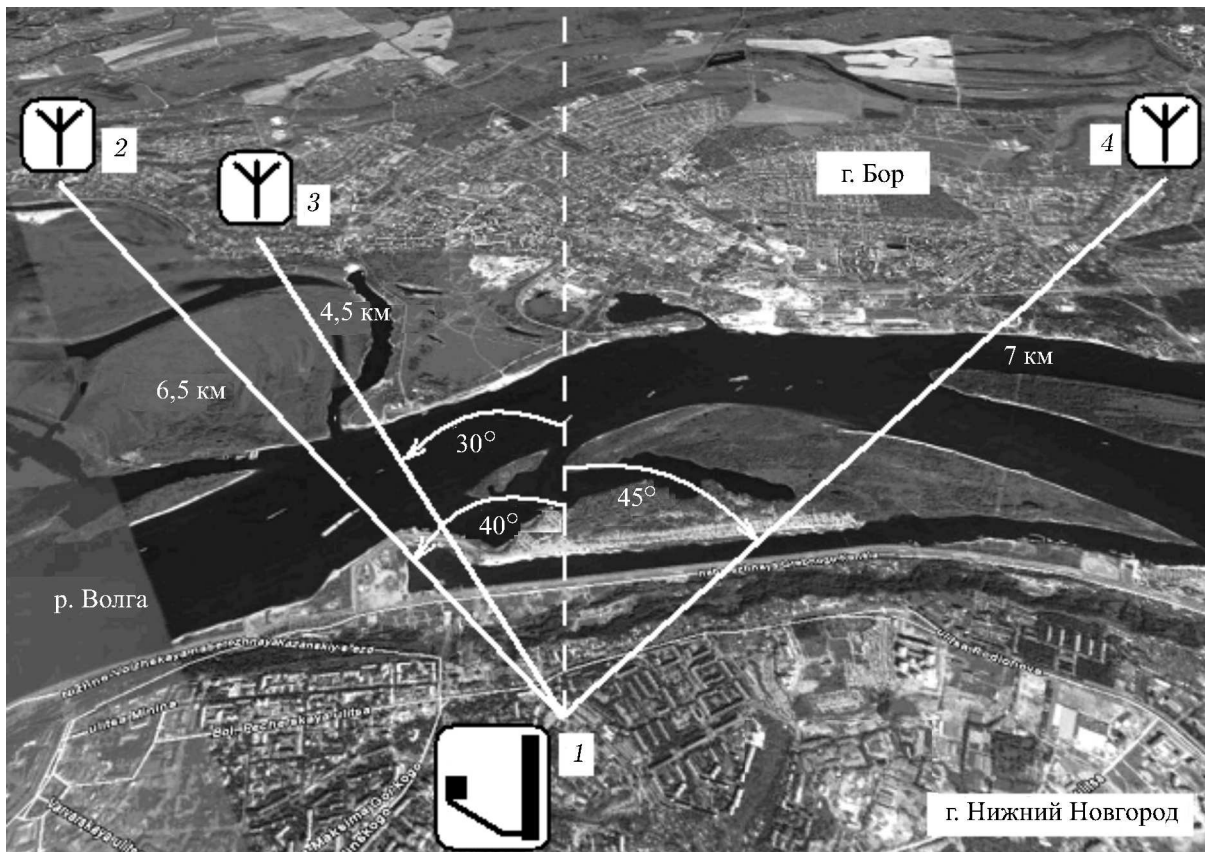


Рис. 9. Схема каналов связи через реку: 1 — исследуемая антенна, 2–4 — точки связи

точек доступа позволяло последовательно устанавливать связь с любой из них. Аналогичные результаты были достигнуты при механическом вращении референсной параболической антенны с коэффициентом усиления 24 дБи.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе продемонстрирована возможность создания антенны с высоким коэффициентом усиления и управляемой диаграммой направленности на основе зеркала, образованного дипольными рассеивателями с изменяемыми параметрами. Простота конструкции антенны и минимизация числа СВЧ элементов позволяют ожидать, что антенны подобного типа могут быть эффективно использованы в массовых системах современной беспроводной связи. При этом предложенная конструкция антенны может быть использована как в более, так и в менее высокочастотных диапазонах.

Предложенная и исследованная конструкция антенны решает задачу по достижению требуемых характеристик, однако допускает дальнейшую оптимизацию (выбор типов рассеивателей, уточнение их геометрических размеров и взаимного расположения в пространстве с детальным учётом влияния различных значений импедансов нагрузок у соседних рассеивателей и т. д.). Отдельного исследования требуют возможности антенны по одновременному формированию максимумов и нулей диаграммы направленности, а также по минимизации уровня боковых лепестков.

Работа выполнена при поддержке компании «Интел». Авторы статьи выражают благодарность Р. Андерсону, В. Ф. Курякину, М. А. Соколову и Д. А. Ильиной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Casas E., Chia T., da Silva M., et al. // Proc. IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 6–9 Oct. 2003, Spokane, WA, USA. V. 5. P. 3 141.
2. Choi Y.-S., Alamouti S.M. // Proc. IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 26–29 Sept. 2004, Spokane, WA, USA. V. 1. P. 165.
3. Обуховец В. А., Касьянов А. О. Микрополосковые отражательные антенные решётки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиофизика, 2006. 240 с.
4. Huang J., Encinar J. A. Reflectarray antennas. Wiley Interscience — IEEE Press, 2007. 216 p.
5. Berry D., Malech R., Kennedy W. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1963. V. 11, No. 6. P. 645.
6. Phelan H. R. // Microwave J. 1977. V. 0. P. 67.
7. Авдеев С. М., Бей Н. А., Морозов А. Н. Линзовые антенны с электрически управляемыми диаграммами направленности. М.: Радио и связь, 1987. 126 с.
8. Dinger R. J., Meyers W. D. A compact HF antenna array using reactively-terminated parasitic elements for pattern control. Washington DC: Naval Research Laboratory, 1982. 36 p.
9. Dinger R. J. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1984. V. 32, No. 8. P. 848.
10. Dinger R. J. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1986. V. 34, No. 3. P. 427.
11. Ohira T., Gyoda K. // Proc. IEEE Int. Conf. on Phased Array Systems and Technology, 21–25 May 2000, Dana Point, California. P. 101.
12. Gyoda K., Ohira T. // Proc IEEE Anten. Propagat. Soc. Int. Symp. 16–21 July 2000, Salt Lake City, UT, USA. V. 2. P. 922.
13. Ojira Y., Kawakami H., Gyoda K., Ohira T. // Proc IEEE Anten. Propagat. Soc. Int. Symp. 8–13 July 2001, Boston, USA. V. 4. P. 18.
14. Harrington R. F., Mautz J. R. Reactively loaded directive arrays. Office of Naval Research and Syracuse University, 1974.
15. Harrington R. F. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1978. V. 26, No. 3. P. 390.
16. Luzwick J., Harrington R. F. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1978. V. 26, No. 4. P. 543.
17. Cheng J., Hashiguchi M., Iigusa K., Ohira T. // IEE Proc. Microwaves, Anten. Propagat. 2003. V. 150, No. 4. P. 203.
18. Boccia L., Venneri F., Amendola G., Massa G. D. // Proc. IEEE AP-S/URSI Symp. 16–21 June 2002, San Antonio, Texas. V. 3. P.132.
19. Hum S. V., Okoniewski M. // Proc. IEEE AP-S/URSI Symp. 20–26 June 2004, Monterey, California. V. 2. P. 1827.
20. Haupt R., Werner D. Genetic algorithms in electromagnetics. Wiley Interscience — IEEE Press, 2007. 317 p.
21. Jinand N., Rahmat-Samii Y. // J. Artificial Evolution and Applications. 2008. P. 177.
22. Войнов Б. С. Информационные технологии и системы. Ч. 1. Методология синтеза новых решений. М.: Наука, 2003. 404 с.
23. Chebrolu K., Raman B., Sen'S. // Proc. 12th Annual Int. Conf. on Mobile Computing and Networking, 23–26 September 2006, New York, NY, USA. P. 74.

Поступила в редакцию 11 сентября 2010 г.; принята в печать 29 сентября 2010 г.

**CONTROLLABLE REFLECTIVE HIGH-GAIN ANTENNA ARRAY BASED ON
LOADED DIPOLE SCATTERERS**

A. Mainwaring, A. L. Umnov, M. O. Shuralev, and A. Yu. Eltsov

We present the results of studying experimentally a constructively simple and inexpensive centimeter-wave antenna having a radiation pattern, whose shape can be controlled. Specifically, the main lobe of the pattern can be scanned in a wide angular range, its width can be changed, and minima of the pattern can be formed in specified directions. The feed being the only active element of the antenna is located in front of the mirror made up by a system of controllable passive scatterers being dipole antennas loaded by semiconducting diodes. The capacity of the diode loads is changed under the action of controlling signals, which set specific bias voltages at each diode. The study aimed at testing experimentally the operability of the antenna and assessing the practically achievable parameters of the proposed antenna design. The developed laboratory model of the antenna operates at frequencies near 2.4 GHz with a gain of more than 21 dB and the possibility of scanning the main lobe of the radiation pattern in the horizontal and vertical planes to $\pm 60^\circ$ and $\pm 15^\circ$, respectively, with the overall dimensions of the antenna being $100 \times 60 \times 30$ cm.