

УДК 621.396.677

В. И. Литун, В. Н. Митрохин

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КУПОЛЬНО-ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

Рассмотрены принципы построения антенных устройств с электрически управляемым сверхширокоугольным сканированием луча. Представлен аналитический обзор материалов по теории, проектированию и возможностям применения антенн с купольными линзами. Рассмотрены различные схемы построения этого класса антенн.

E-mail: v.i.litun@gmail.com

Ключевые слова: купольная линзовая антенна, сверхширокоугольное сканирование, цифровая активная фазированная антенная решетка.

Поиск возможностей построения антенн со сканированием луча в заданном секторе углов сопровождается антенную технику на протяжении всей истории ее применения в радиолокации и связи.

Возможности увеличения сектора электрического сканирования луча ограничены условиями возникновения дифракционных лепестков, формой диаграммы направленности (ДН) излучателей и эффектом уменьшения площади проекции раскрыва в направлении сканирования при отклонении главного максимума ДН от нормали [1]. Таким образом, для плоской фазированной антенной решетки (ФАР) возможности увеличения сектора сканирования ограничиваются конусом с углом раскрыва до $120^\circ \dots 150^\circ$ при снижении коэффициента усиления (КУ) на величину порядка 3...6 дБ при максимальном отклонении для системы изотропных излучателей [2] и порядка 10...12 дБ для системы слабонаправленных излучающих элементов.

В задачах, требующих широкоугольного сканирования, особенно в пределах полусферы и более, возможна реализация системы двумя принципиально различными путями: во-первых, объединение решетки с электрическим сканированием в одной плоскости и механического привода для изменения направления излучения в ортогональной плоскости; во-вторых, использование антенных решеток с излучающей поверхностью, отличной от плоской. Наличие механических подвижных узлов ограничивает скоростные характеристики, снижает надежность и долговечность конструкции. Таким образом, приоритетным является второй вариант построения антенной системы.

Одними из первых нашли широкое практическое применение в данном классе многогранные решетки, представляющие собой совокупность плоских излучающих полотен, расположенных на гранях

многогранника за исключением основания, лежащего в горизонтальной плоскости, при этом внутренние углы с остальными гранями не превышают 90° . Для обеспечения сканирования в пределах полусферы достаточно трех излучающих граней (пирамида), но четырехгранная реализация (усеченная пирамида) будет иметь преимущества — уменьшение изменения КУ в диапазоне сканирования, уровня коэффициента отражений, искажения формы луча при сканировании и числа излучателей.

В работе [1] подчеркивается, что при независимом режиме фазирования подрешеток системы с четырьмя боковыми излучающими гранями имеет место наилучшее сочетание параметров, а при четырех боковых и одной горизонтальной излучающих гранях (усеченная пирамида) — наименьшее колебание КУ в секторе сканирования. Совместный режим фазирования нескольких соседних полотен позволяет уменьшить спад КУ в области границ секторов обслуживания подрешеток, но при этом может привести к появлению дополнительных дифракционных лепестков.

Теоретические исследования в области выпуклых (конформных) фазированных антенн начались еще в конце 1950-х гг. Большинство ранних работ по тематике сводится к представлению системы излучателей, лежащих на поверхности вращения, в виде совокупности кольцевых решеток. Анализ и проектирование конформных ФАР всесторонне рассмотрены в работах [3, 4]. Выпуклые ФАР (ВФАР) включают в себя плоские ФАР и построенные на их базе многогранные ФАР как частные случаи. Теория выпуклых антенных решеток достаточно сложна, требует учета множества нюансов конструкции и требований к системе, но позволяет реализовывать устройства, удовлетворяющие жесткими требованиям по ДН и сканированию луча. Управление такими системами является отдельной, нетривиальной задачей. При необходимости формирования сложного амплитудно-фазового распределения (АФР) приоритетным является использование приемопередающих модулей (ППМ) активных ФАР (АФАР) в качестве излучающих элементов решетки [5].

Более простыми в проектировании и управлении являются квази-конформные ФАР [6]. Этот подкласс ВФАР отличается тем, что состоит из небольших одинаковых треугольных или четырехугольных подрешеток [1]. Управление ведется помодульно: для каждого модуля задается направление излучения по его центру, фазы излучателей в рамках модуля устанавливаются локальной системой управления. В больших по числу подрешеток системах, как правило, задействованы или отключены только целые модули. Такой подход к построению конформной ФАР позволяет использовать значительно менее сложную

систему деления мощности. Таким образом, квазиконформные решетки сочетают в себе простоту конструкции и управления плоских ФАР с характеристиками ДН и возможностями сканирования, близкими к ВФАР.

Фазированные антенные решетки, а в большей степени АФАР и цифровые антенные решетки (ЦАР), являются устройствами, чувствительными к воздействию окружающей среды, а повреждения полотна излучателей могут привести к частичному или даже полному выходу из строя антенной системы. Для их защиты в реальных условиях эксплуатации применяются различные обтекатели и купольные укрытия. Характеристики изменений, вносимых ими в ДН антенны, на протяжении полувека претерпели лишь незначительные изменения, хотя материалы и технологии во многом усовершенствовались [2, 7]. Снижение КУ антенны, помещенной под обтекатель, составляет не менее 0,5 дБ, а ошибка позиционирования луча — до 0,25°, возрастает коэффициент отражений, уровень боковых лепестков (УБЛ) растет на 1 дБ при начальном уровне 20 дБ и на 4 дБ при начальном уровне – 30 дБ.

В работе [8] приведена схема построения антенны повышенной защищенности с широкоугольным сканированием, состоящей из плоской АФАР или ЦАР и купольной линзы (КЛ) (рис. 1). Описанная система относится к классу гибридных линзовых антенн (ГЛА), а из-за особенностей конструкции называется купольно-линзовой антенной (КЛА).

Линза, будучи рассеивающей, позволяет увеличить сектор сканирования плоской антенной решетки за счет дополнительного преломления лучей, так как каждый участок КЛ выполняет роль призмы, изменяя их направление. Вместе с тем происходит снижение КУ, произведение усредненного значения которого по сектору сканирования на значение сектора сканирования определяется числом управляющих элементов [9].

Идея дополнения плоской ФАР линзой для изменения характера зависимости КУ от направления сканирования в сторону повышения КУ или же расширения сектора сканирования впервые упоминается в

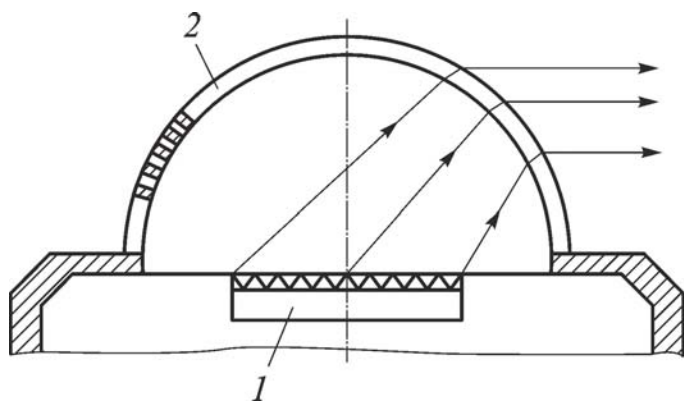


Рис. 1. Гибридная линзовая антенна:
1 — АФАР (ЦАР); 2 — КЛ

работе [10], где обращено особое внимание на возможность обеспечения сканирования в пределах полусферы.

В работе [11] описаны принципы функционирования, устройство и варианты реализации ГЛА ФАР-КЛ.

Основными параметрами КЛ являются ее форма и распределение вносимых фазовых сдвигов в проходящее сквозь нее электромагнитное поле, а также тип ее конструкции.

Купольные линзы могут быть непрерывными или дискретными. К первым относят однородные диэлектрические линзы, в которых толщина определяет вносимую фазовую задержку (рис. 2), или же линзы с фиксированной толщиной с относительной диэлектрической проницаемостью, зависящей от угла места. Второй тип представлен волноводными и коаксиально-дипольными конструкциями. В этом случае с внутренней и наружной сторон КЛ располагаются излучающие раскрывы или дипольные элементы, а внутри оболочки находятся фазосдвигающие секции (рис. 3). Они могут быть как фиксированными, так и управляемыми, что существенно удорожает конструкцию, но при этом расширяет возможности сканирования луча.

Дискретную КЛ в составе ГЛА возможно рассматривать как часть ВФАР, в которой вместо системы деления мощности с принудительным распространением энергии по фидеру используется коммутация с естественным распространением энергии вдоль луча [12].

В сантиметровом диапазоне волн значительное развитие получил дискретный волноводный вариант построения линз, в основном в силу наибольшей технологичности при габаритах порядка 1 м.

Стоимостный анализ [13], проведенный при проработке опытного образца волноводной КЛ, показывает, что затраты на изготовление РЛС с ГЛА ФАР-КЛ относительно аналогичной по возможностям сканирования системы с четырехгранной ФАР ниже на 30%, причем в антенной части выигрыш может достигать 50%.

В литературных источниках существуют сведения о двух опытных образцах КЛА, которые были изготовлены и испытаны. Первый

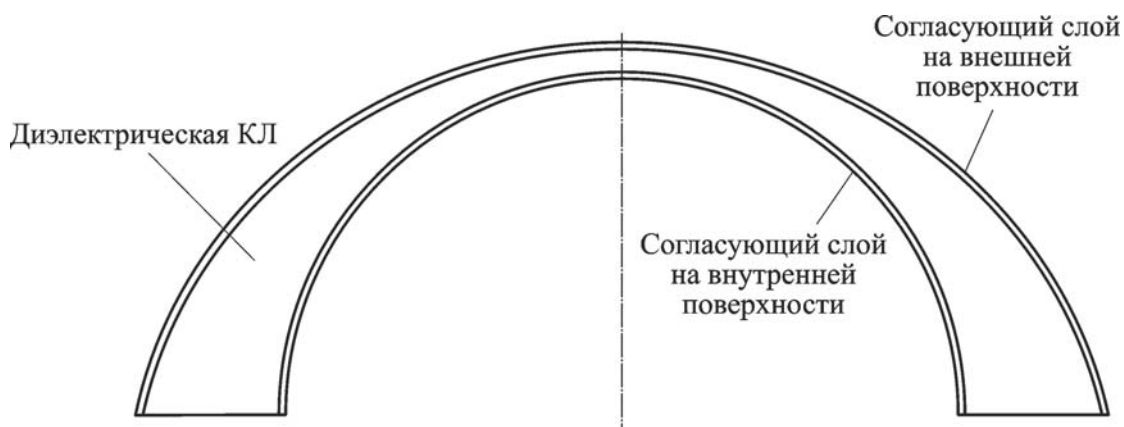


Рис. 2. Диэлектрическая купольная линза

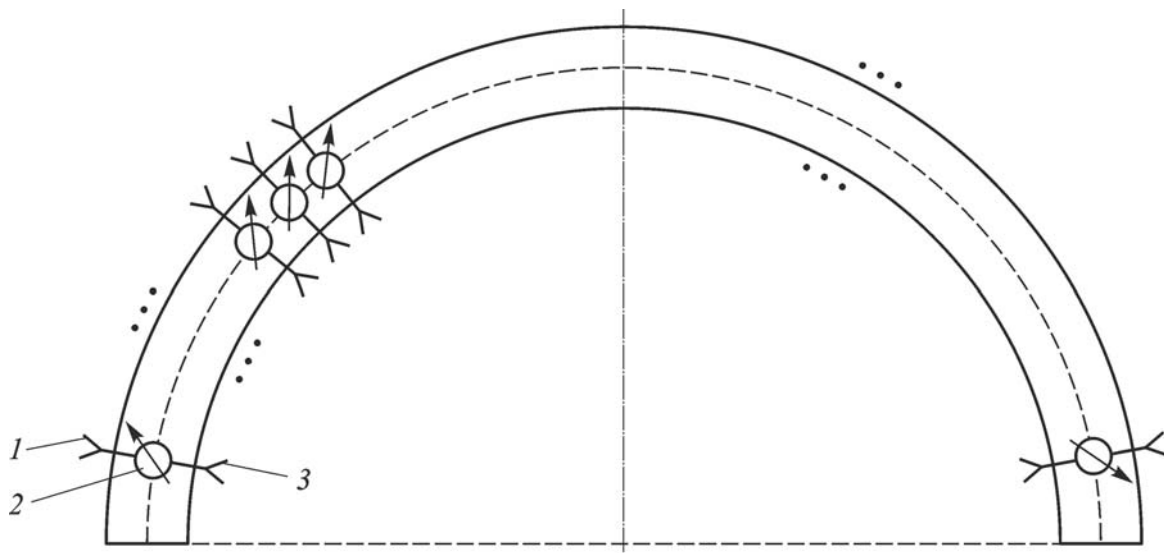


Рис. 3. Структура дискретной КЛ:

1 и 2 — наружный и внутренний излучатели; 3 — фазосдвигающая секция

описан в работе [13]. Система состоит из моноимпульсного четырех-рупорного облучателя, проходной ФАР из 805 фазовращателей, позволяющих отклонять главный максимум ДН до 60° от нормали в полосе частот 5,25... 5,55 ГГц, и волноводной КЛ, включающей в себя 3636 каналов. Вносимый линзой фазовый сдвиг зонирован, а дискрет фазосдвигающих секций составляет 20° . Итоговое максимальное отклонение луча от нормали составляет до 120° , что соответствует перекрытию 1,5 полусфер. Потери в КЛ составляют не более 1 дБ. Фазовое распределение (ФР) по раскрытию ФАР описывается сложной функцией, что необходимо для компенсации нелинейных искажений фазового фронта в системе. При сканировании УБЛ не превышает 17 дБ, а при излучении в направлении нормали — 19,5 дБ. Диаметр линзы по среднему сечению оболочки составляет 1,22 м, а у ФАР — 1,02 м. При испытаниях были использованы КЛ с двумя различными распределениями фазовых задержек: одна обеспечивала максимальный уровень КУ при сканировании луча с отклонением 70° от оси системы, а другая — при $110^\circ \dots 120^\circ$. Пеленгационная характеристика отвечает требованиям, предъявляемым к антеннам РЛС, но нулевое значение не достигается из-за вносимых КЛ искажений. Зависимость КУ от угла сканирования соответствует теоретической с расхождением лишь вблизи границы сектора сканирования.

Второй образец существенно отличается по характеристикам [14], являясь уже макетом не только антенной системы, но и полнофункциональной РЛС. Купольная линза состоит из 8511 каналов, выполнена в виде полусферы на цилиндрическом постаменте, диаметр основания составляет 1,93 м, а высота — 1,3 м. Первичная ФАР диаметром 1,2 м содержит 1120 элементов, объединенных по четыре для упрощения управления ФР в раскрытии. Амплитудное распределение при

суммарном возбуждении соответствует модифицированному распределению Тейлора, а при разностном — распределению Бейлисса, что обеспечивает подавление боковых лепестков. В итоге УБЛ при сканировании составляет не более 21 дБ. Антенная система обеспечивает сканирование луча в пределах полутора полусфер в полосе частот 5,25...5,75 ГГц. Распределение задержек в КЛ оптимизировано таким образом, чтобы максимальный уровень КУ достигался вблизи горизонтальной плоскости. Результаты измерения характеристик описанного образца радиолокатора позволяют сделать выводы о возможности применения данного решения системы в реальных эксплуатационных решениях.

Наиболее приоритетными направлениями при исследованиях характеристик и проектировании ФАР КЛ являются:

- определение внутренних параметров линзы, таких как форма образующей, распределение фазовых задержек;
- возможности сканирования луча системой;
- требования к АФР первичного излучающего раскрыва;
- взаимовлияние каналов (для дискретных реализаций).

Выбор распределения фазовых задержек по линзе зависит от формы образующей и требуемого коэффициента увеличения угла сканирования (КУУС), который определяется как отношение угла отклонения от оси системы преломленного луча θ' к исходному углу отклонения θ : $K(\theta) = \theta'/\theta$ (рис. 4). Значения КУУС, превышающие 2, выбирать не рекомендуется [13] из-за существенных aberrаций в линзе.

Возможен выбор как постоянного значения КУУС в секторе сканирования, так и описываемого специальными зависимостями, чтобы повысить КУ в каком-либо диапазоне углов. Возможности сканирования луча и распределение фазовых задержек в КЛ, определяющих КУУС, теснейшим образом взаимосвязаны.

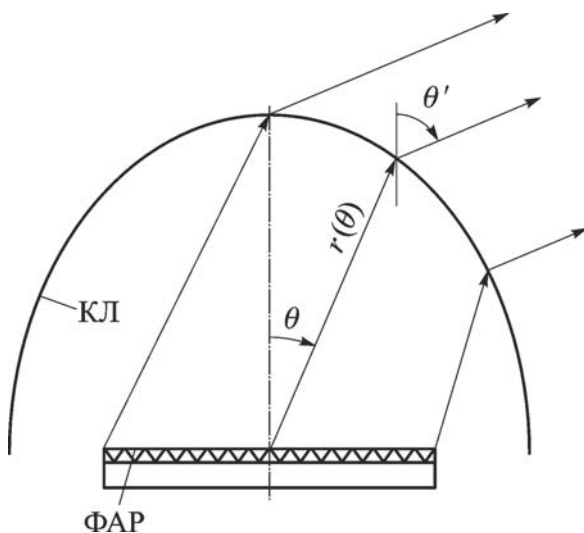


Рис. 4. Лучевая схема распространения поля в КЛА

Для постоянного значения $K(\theta) = K = \text{const}$ распределение фазовых задержек по КЛ с образующей в виде дуги окружности радиусом R_0 ($r(\theta) = R_0 = \text{const}$ на рис. 4) описывается простой аналитической зависимостью и приведено в работе [11] в длинах волн относительно осевого направления:

$$\Delta = [R_0/\lambda_0][1/(K - 1)][1 - \cos(\theta' - \theta)],$$

где λ_0 — длина волны в вакууме.

В работе [1] для бесконечно тонкой идеально согласованной с окружающим пространством линзы приведены выражения для распределения фазовых задержек и градиента, угловых координат скачков фазы при зонировании, а также для оценки КУ в направлении сканирования луча.

Применение специальных зависимостей КУУС является гораздо более сложной задачей. Ее обобщенная формулировка для двумерной линзы бесконечно малой толщины [15] взаимосвязывает геометрические параметры системы (размер излучающего раскрыва, форму образующей цилиндрической КЛ) с направлением сканирования луча и градиентом распределения фазовых задержек. Установлено, что получить соответствие результирующей и требуемой зависимостей КУ от направления сканирования возможно только до максимального угла сканирования. Синтез системы с аналогичными характеристиками КУ возможен для различных форм образующей КЛ. Для двумерной цилиндрической КЛ с образующей в виде дуги окружности в [16, 17] показано, что ограничения угла сканирования первичной решетки и линзы определяют верхние границы среднего КУ и КУ в произвольном направлении сканирования.

В [18] приведено дифференциальное уравнение для бесконечно тонкой линзы, описывающее градиент фазового распределения $d\varphi/d\theta$ при произвольной форме образующей $r(\theta)$ и функции КУУС $K(\theta)$:

$$\frac{d\varphi(\theta)}{d\theta} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(r(\theta) \sin [(K(\theta) - 1)\theta] - \{1 - \cos [(K(\theta) - 1)\theta]\} \frac{dr(\theta)}{d\theta} \right).$$

Задача выбора оптимальной формы образующей КЛ фиксированной толщины для известной зависимости $K(\theta)$ сформулирована в работе [19], получено решение в виде интегральной зависимости

$$r(\theta) = R_0 \exp \left[\int_0^\theta \text{tg} \left(\frac{K(\theta) - 1}{2} \theta \right) d\theta \right],$$

где R_0 — высота линзы (размер в осевом направлении). Для $K(\theta) =$

$= K = \text{const}$ выражение приобретает вид

$$r(\theta) = R_0 \left[\cos \left(\frac{K-1}{2} \theta \right) \right]^{\frac{2}{K-1}}.$$

Поскольку КЛ является рассеивающей линзой, то для формирования гибридной антенной системой плоского фазового фронта необходимо выполнить специальную фокусировку первичного источника поля.

Как правило, фазовое распределение находят в приближении геометрической оптики [12, 18]. Возможны как решение задачи падения извне плоской волны лучевым методом, подробно описанное в [13], так и более точное вычисление значений фаз с помощью принципа Ферма [12].

В соответствии с принципом Ферма находят длину оптического пути от элемента апертуры первичного источника поля до эквивалентного плоского фазового фронта в раскрыве линзы: суммируют пути от участка апертуры до внутренней поверхности КЛ, внутри линзы и от внешней поверхности КЛ до эквивалентного плоского фазового фронта. Варьированием координаты пересечения луча с эквивалентным плоским фазовым фронтом минимизируют длину пути. Далее, вычитая из найденной длины длину пути центрального луча, получают приведенное к центральной точке апертуры ФР.

Работа [12] помимо метода расчета АФР ФАР, требуемого для формирования плоского фазового фронта, содержит ряд соотношений, описывающих параметры КЛ, в том числе решение внешней задачи по отысканию ДН системы. Проведен анализ АФР на поверхности линзы при различном распределении амплитуд по ФАР, изменения ширины луча по уровню половинной мощности при сканировании, оценена ошибка установки луча. Поэтому работу [12] можно считать наиболее глубокой и всеохватывающей, посвященной исследованию ГЛА с полусферическими волноводными КЛ. Однако ряд задач, среди которых определение взаимовлияния каналов линзы, оптимальная упаковка волноводов на вогнутой поверхности, лишь обозначены как требующие решения.

Взаимовлияние открытых волноводов, расположенных на внутренней либо внешней идеально проводящей поверхности цилиндра или сферы нашло несколько вариантов подхода к анализу данной проблемы. В их основе, как правило, лежит определение коэффициентов взаимовлияния через матрицу взаимной проводимости системы. Для одномодовых волноводов, расположенных на внутренней поверхности цилиндра, в работе [20] предложена схема вычисления этой матрицы через лучевую аппроксимацию с учетом одинарного и двойного преотражения, а также показано достаточно хорошее согласование при

приеме плоской волны с различных направлений. Возможно строгое вычисление с использованием сшивания полей резонатора (сферического или цилиндрического) и волноводных каналов [21–23]. Для системы волноводов на внешней поверхности сферы [24] на основе эквивалентной электрической цепи получены зависимости коэффициентов взаимовлияния от расположения волноводов, показано отсутствие полного отражения во всем диапазоне углов сканирования, что отличает ее от бесконечной плоской решетки.

Коаксиально-дипольные дискретные КЛ, описанные в качестве одной из возможных конструкций в основополагающем патенте, упоминаются в печати всего несколько раз. В работе [25] решается проблема оценки взаимовлияния элементов внутренней стороны дипольно-коаксиальной сферической КЛ с использованием метода мод шепчущей галереи для сферы, произведение радиуса которой на волновое число кратно $\pi/2$. Взаимовлияние также учитывается в исследовании характеристик сканирования цилиндрической линзы с образующей в виде половины окружности [26], но с помощью эквивалентной электрической цепи. Работа [27], в свою очередь, посвящена использованию коаксиально-дипольных КЛ для обеспечения стабильности параметров луча в некотором диапазоне углов, исключая сверхширокоугольное сканирование луча.

Диэлектрические КЛ упоминаются в печати гораздо реже, чем дискретные конструкции, причем основная направленность статей скорее конструкторско-технологическая.

Так, в работе [28] описываются возможные варианты уменьшения толщины диэлектрической КЛ с просветляющими слоями вследствие зонирования или же применения многослойной структуры основного тела линзы. Дифференциальное уравнение, описывающее форму образующей внешней поверхности $r(\theta)$ однородной линзы с оптической плотностью n и внутренней поверхностью в виде сферы радиусом R_0 , приведено в работе [18]. Решение для случая КУУС $K(\theta) = K > 1$ (рис. 5) имеет вид

$$r(\theta) = R_0 \left\{ \frac{n - \cos [(K - 1) \theta]}{n - 1} \right\}^{\frac{1}{K-1}}.$$

В [29] сформулировано дифференциальное описание преломления лучей при прохождении через однородную диэлектрическую линзу и приведены условия расширения сектора сканирования с помощью КЛ.

Проектировать КЛ можно, используя простые формы для описания образующих поверхностей, что особо важно с технологической точки зрения. Так, в работе [30] описывается однородная диэлектрическая линза, обе поверхности которой заданы сферами, центры которых

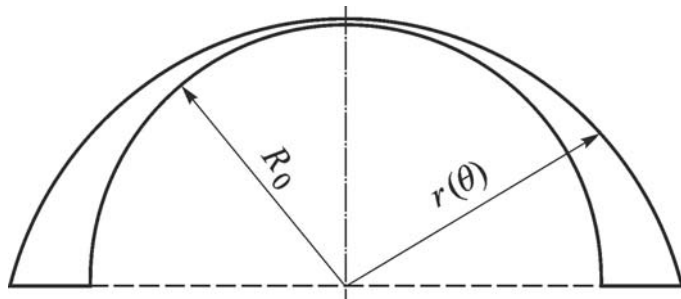


Рис. 5. Диэлектрическая КЛ со сферической внутренней поверхностью

разнесены по вертикальной оси, и принцип зонирования внутренней стороны с помощью проточек в форме усеченных конусов для облегчения конструкции. Особо отмечена возможность двухчастотной работы такой КЛ с кратностью рабочих частот, примерно равной двум. Приведен пример расчета линзы, предполагаемой для работы на частотах 21,15 и 43,6 ГГц при КУ 34 и 40 дБ соответственно. Диэлектрическая постоянная материала принята 4, для этого же значения даны соотношения радиусов сфер с радиусом раскрыва ФАР. Получены: радиус ФАР 110 мм, радиусы сферических поверхностей 228,5 и 152,3 мм, шаг зонирования 13,9 мм, число зон 5.

Позднее направление исследования и разработки диэлектрических КЛ получило достаточно широкое развитие. В работе [31] предлагается удалять вершину линзы посредством конического отверстия, благодаря чему повышается КУ в окрестности оси системы. Остальные статьи посвящены разносторонним исследованиям: функционированию диэлектрических КЛА в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн для радиорелейных и спутниковых средств связи [32]; влиянию геометрических параметров и технологических допусков на характеристики сканирования [33]; повышению прочности конструкции [34].

Но основной целью может быть и стабилизация КУ в секторе сканирования [35]. Таким образом, диэлектрические КЛА могут рассматриваться в качестве возможной технической реализации для некоторых систем связи миллиметрового и ближнего сантиметрового диапазонов волн [36].

Существует целый ряд предложений по применению ФАР с КЛ, например, в качестве антенны радиолокатора системы противовоздушной обороны [37]. В сравнении с многогранными аналогами КЛА превосходят их по азимутальной равномерности зависимости КУ от направления сканирования.

Возможно использование решетки фазовращателей, переключаемой между режимами работы на отражение и на просвет. Тогда для применения в головках самонаведения осевая четвертьсфера может сканироваться во втором режиме без потерь КУ за счет искажения

формы луча, а в первом — задействуется КЛ для обзора бокового пространства [38].

Несмотря на существенные различия в управлении первичной ФАР и плоских двумерных решеток, классические методы адаптации ДН показывают для КЛА высокие результаты [39].

Многочувствительная работа без использования активных решеток предлагалась к реализации посредством замещения ФАР многоканальной схемой формирования ДН в виде двумерной [40] или трехмерной [41] линзы Ротмана.

Дискретные [11, 27] и непрерывные [42] управляемые КЛ расширяют возможности широкоугольного и многодиапазонного сканирования луча, но технически гораздо более сложны и дорогостоящи. В силу этого они мало пригодны для выполнения функций защиты АФАР.

Вопрос применимости КЛА ограничен лишь возможностями борьбы с негативными эффектами, которые неизбежно сопряжены с самой структурой гибридных антенн. Во-первых, это сложности с системой управления, которая требуется для формирования специального АФР в раскрыте ФАР, но, в свете использования АФАР или ЦАР, решение сводится к составлению алгоритма вычисления АФР для обеспечения требуемых характеристик ДН. Во-вторых, это поляризационные искажения [43]: при азимутальном сканировании в системах с линейной поляризацией происходит вращение поляризационной плоскости [44], а при круговой значительных изменений не наблюдается, но коэффициент эллиптичности отличен от единицы; при сканировании в вертикальной плоскости оба типа поляризации достаточно стабильны. В-третьих, фундаментальным является ограничение ширины рабочей полосы. Вызвано оно, с одной стороны, повышением углочастотной чувствительности КЛА относительно плоской ФАР пропорционально КУУС из-за увеличения угла сканирования квазиоптическими методами. С другой стороны, для дискретных КЛ это ограничение определяется широкополосностью каналов и излучателей на внутренней и внешней сторонах линзы. Но тем не менее согласно [44], ширина рабочей полосы частот может превышать 10 %.

Во всех перечисленных литературных источниках авторы признают перспективность использования КЛ. Из представленного описания возможностей реализации и применения антенн с КЛ можно сделать ряд выводов:

1. Показаны возможности сканирования луча в пределах полутора полусфер в полосе частот 10 %, удовлетворяющие типичным требованиям к пеленгационным характеристикам и УБЛ.

2. При использовании в качестве первичной решетки КЛА АФАР или ЦАР коэффициент использования ППМ равен единице во всем диапазоне углов сканирования.

3. Существует ряд задач, таких как определение требований к распределению фазовых задержек в линзе конечной толщины с произвольной образующей, разработка алгоритма формирования АФР в раскрыте первичной решетки системы с такой КЛ и другие, которые нуждаются в исследовании и решении.

4. КЛА применимы в радиолокационных и связных комплексах повышенной надежности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование ФАР / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь. 1981. – 432 с.
2. Хансен Р. К. Апертурная теория. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т. 1 / Пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. – М.: Сов. радио, 1966. – С. 11–37.
3. Воскресенский Д. И., Пономарев Л. И., Филиппов В. С. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета). – М.: Сов. радио. 1978. – 304 с.
4. Josefsson L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. – 2006. – 472 p.
5. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
6. Haupt R. L. Antenna arrays: A computational approach. – 2010. – 534 p.
7. Kozakoff D. J. Analysis of radome-enclosed antennas, 2nd edition. 2010. – 320 p.
8. Схемы построения антенн для радиолокационных комплексов повышенной защищенности / Н.А. Бей и др. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. – 2009. – С. 58–62.
9. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с немеханическим движением луча (введение в теорию) / Под ред. чл.-корр. РАН Л.Д. Бахраха. – М.: САЙНС-ПРЕСС. 2002. – 232 с.
10. Stangel J. J., Valentino P. A. Scanning capabilities of a lens fed by a phased array // Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. – 1970. – Vol. 8. – P. 225.
11. Stangel J. J. and Valentino P. A. Phased array fed lens antenna, US Patent No. 3,755,815. August 28, 1973.
12. Увеличение сектора сканирования антенной решетки с помощью купольной линзы / Г.Г. Бубнов и др. // Сб. науч.-методич. статей по прикладной электродинамике. Вып. 6. – М.: Высш. шк., 1983. – С. 162–188.
13. Schwartzman L., Stangel J. J. The dome antenna // The Microwave Journal. 1975. – Vol. 18, October. – P. 31–34.
14. Schwartzman L., Liebman P. M. A report on the Sperry dome radar // The Microwave Journal. – 1979. – Vol. 22, March. – P. 65–69.
15. Susman L., Mieras H. Results of an exact dome antenna synthesis procedure // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1979. – Vol. 17. – P. 38–41.
16. Steyskal H., Hessel A., Shmoyes J. Limitations on gain-vs-scan for a dome antenna // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. – 1978. – Vol. 16. – P. 186–189.
17. Steyskal H., Hessel A., Shmoyes J. On the gain-versus-scan trade-offs and the phase gradient synthesis for a cylindrical dome antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27. No. 6. – P. 825–831.

18. X i a n g Z. -P. Theoretical calculation of phased array lens antenna // Military microwaves. Conference Proceedings'82. London, England. 1982. – P. 506–511.
19. Б у б н о в Г. Г., К о р о с т ы ш е в с к и й Е. Н., С е р г е е в В. Н. Оболочечная линза для увеличения сектора сканирования плоской ФАР // Антенны. – 1980. – № 28. – С. 26-33.
20. H e s s e l A., S h a p i r a J. Mutual coupling coefficient in collector arrays on circular cylindrical concave surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1977. – Vol. 25. – No. 6. – P. 741-747.
21. S t e y s k a l H. Cavity resonances and mutual coupling in concave waveguide arrays // Applied Physics A: Materials Science and Processing. – 1979. – Vol. 19. No. 4. – P. 383–386.
22. B o n d y o p a d h y a y P. K., H e s s e l A. Mutual coupling between two circular waveguides terminated in a conducting spherical cavity // Microwave Symposium Digest, 1978 IEEE-MTT-S International. 1978. – P. 336–337.
23. B o n d y o p a d h y a y P. K. Analysis of rotationally symmetric arrays of apertures on conducting spherical surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. – Vol. 40. – No. 8. – P. 857–866.
24. H e s s e l A., L i u Y. -L., S h m o y s J. Spherical arrays of circular waveguide elements // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. – 1976. – Vol. 14. – P. 52–55.
25. S a w a y a K., M a e d a T., A d a c h i S. Electromagnetic fields excited by an electric dipole located over a conducting concave spherical surface // Electronics and Communications in Japan, Part 2. – 1988. – Vol. 71. – No. 1. – P. 50–59.
26. M a e d a T., S a w a y a K., A d a c h i S. Scanning characteristics of spherical dome antenna composed of arching dipole array antennas including the effect of mutual coupling between elements // Electronics and Communications in Japan, Part 1. – 1988. – Vol. 71. – No. 8. – P. 91–101.
27. G e r e n W. P., T a y l o r M. J. Performance limits of planar phased array with dome lens // Proceedings of the SPIE Conference Optical Devices and Methods for Microwave, Millimeter-Wave and Frontier Applications / SPIE Vol. 3464. San Diego, California. 1998. – P. 227–238.
28. V a l e n t i n o P. A., R o t h e n b e r g C., S t a n g e l J. J. Design and fabrication of homogeneous dielectric lens for dome antennas // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. – 1980. – Vol. 18. – P. 580–583.
29. К а ш и н С. В. Расчет линз из однородного диэлектрика // Радиотехника. – 1991. – № 1. – С. 87–88.
30. C h o w Y. L., C h a u d h u r y S. K. Radome-lens EHF antenna development. Patent US No. 4,872,019. October 3, 1989.
31. М е д в е д е в Ю. В., Х а р л а н о в Ю. Я. и др. Купольная линзовая антенна. Патент RU № 2201021 С2, приор. 04.09.2000, кл. H01Q15/08, опубли. 20.03.2003., бюл. № 8.
32. М е д в е д е в Ю. В., Х а р л а н о в Ю. Я. Характеристики сканирования купольных линзовых антенн, используемых в мобильных средствах спутниковой и радиорелейной связи диапазонов ММВ и СМВ // Антенны. – 2004. – № 2(81). – С. 20–25.
33. М е д в е д е в Ю. В., Х а р л а н о в Ю. Я. Исследование влияния технологических допусков на характеристики купольных диэлектрических линзовых антенн // Антенны. – 2007. – № 6. – С. 23-25.
34. М е д в е д е в Ю. В. Исследование влияния геометрических параметров линзы на энергетику и прочность купольных линзовых антенн // Антенны. – 2008. – № 2. – С. 11–15.
35. D e s i g n o f r o t a t i o n a l d i e l e c t r i c d o m e w i t h l i n e a r a r r a y f e e d f o r w i d e - a n g l e m u l t i b e a m a n t e n n a a p p l i c a t i o n s / K a w a h a r a H., D e g u c h i H., T s u j i M., S h i g e s a w a H. // Electronics and Communications in Japan, Part 2. – 2007. – Vol. 90. No. 5. – P. 49–57.

36. М е д в е д е в Ю. В. Обеспечение устойчивости функционирования систем связи СМВ и ММВ диапазонов за счет пространственной селекции сигналов в сложной электромагнитной обстановке // Радиолокация и радиосвязь: Тез. докл. IV Всеросс. конф. ИРЭ РАН. – М., 2010. – С. 465–468.
37. L i e b m a n P. M., S c h w a r t z m a n L., H y l a s A. E. Dome radar – a new phased array system // Digest of IEEE International Radar Conference. Arlington, Virginia. 1975.
38. R o t h e n b e r g C., B e l l m o r e N. Wide angle phased array dome lens antenna with a reflection/transmission switch. US Patent No. 4,491,845. January 1, 1985.
39. С а м о й л е н к о В. И., Г р у б р и н И. В. Адаптивная купольная антенная решетка // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1981. – Т. 24, № 2. – С. 94–97.
40. T h o m a s D. T. Design studies of wide angle array fed lens // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. – 1979. – Vol. 17. – P. 340–343.
41. V a l e n t i n o P. A., S t a n g e l J. J. Multi-beam, multi-lens microwave antenna providing hemispheric coverage, US Patent No. 4,458,249. July 3, 1984.
42. Б е й Н. А., М е д в е д е в Ю. В., Х а р л а н о в Ю. Я. и др. Антенна с управляемой купольной линзой. Патент RU № 2214658 С1, приор. 20.03.2002, кл. H01Q15/08, опубл. 20.10.2003.
43. Л и т у н В. И. Анализ поляризационной структуры поля на внутренней поверхности купольной линзы // Радиолокация, навигация и связь: Тез. докл. 16-й Междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2010. – С. 1270–1275.
44. М н о г о ф у н к ц и о н а л ь н ы е полотна антенных решеток / Д.И. Воскресенский и др. // Антенны. – 2006. – № 9(112). – С. 5–23.

Статья поступила в редакцию 27.02.2012

Владимир Игоревич Литун родился в 1987 г., окончил в 2009 г. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Аспирант, научный сотрудник НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор пяти научных работ в области моделирования антенн и волноводных устройств.

V.I. Litun (b. 1987) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2009. Post-graduate, researcher of the Research Institute for Radio Electronic Technology of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 5 publications in the field of simulation of antennas and waveguide devices.

Владимир Николаевич Митрохин родился в 1938 г., окончил в 1966 г. МВТУ им. Н.Э.Баумана и в 1971 г. МГУ им.М.В. Ломоносова. Д-р техн. наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана, главный научный сотрудник НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана, Лауреат Государственной премии РФ, заслуженный работник высшей школы РФ. Автор более 150 научных работ в области технической электродинамики, антенн и устройств СВЧ.

V.N. Mitrokhin (b. 1938) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1966 and the Lomonosov Moscow State University in 1971. D. Sc. (Eng.), professor of the Bauman Moscow State Technical University, chief researcher of the Research Institute for Radio Electronic Technology of the Bauman Moscow State Technical University. Winner of the RF State Prize, Honored Worker of the RF Higher School. Author of more than 150 publications in the field of technical electrodynamics, microwave antennas and devices.

