

МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

Милосердов Александр Сергеевич

Бортовая многолучевая антенная решетка для системы спутниковой связи

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
доктор технических наук
профессор Леонид Иванович Пономарев

Милосердов

Москва – 2014

Оглавление

Оглавление	2
Список сокращений	4
Введение	5
Глава 1. Системы глобальной и региональной спутниковой связи и основные требования, предъявляемые к их антенным устройствам.....	14
1.1. Постановка задачи	14
1.2. Возможные схемы построения бортовых антенн для геостационарных систем спутниковой связи	17
1.2.1. Зеркальные и линзовые многолучевые антенны	19
1.2.2. Перспективы использования ФАР в качестве бортовых антенн глобальной спутниковой сотовой связи	27
1.2.3. Многолучевые антенные решётки.....	42
Глава 2. Многолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решетки системы спутниковой связи	53
2.1. Однолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель	54
2.2. Многолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель	56
2.2.1. Приближённый расчёт геометрических параметров многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя.....	58
2.2.2. О минимальном количестве излучателей в облучателе крупноапертурного излучателя	59
2.3. Оптимизация многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя	62
2.3.1. Оптимизация параметров зеркального крупноапертурного излучателя по максимальному уровню коэффициента усиления центрального луча ...	64
2.3.2. Оптимизация зеркального крупноапертурного излучателя по максимуму КУ отклонённых лучей	68
2.4. Оптимальные схема и алгоритм возбуждения многоэлементного облучателя	70
2.5. Моделирование рельефа КУ многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя.....	74
2.6. Оптимизация уровня пересечения соседних лучей и рельефа КУ в зеркальном крупноапертурном излучателе с семиэлементным облучателем	76
2.7. Диаграмма направленности и рельеф КУ многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя с облучателем в виде семи круглых, заполненных диэлектриком, волноводов	81
2.8. Коэффициент избыточности многолучевых антенных решеток из крупноапертурных излучателей.....	83
Глава 3. Многолучевой диэлектрический линзовый крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решетки системы спутниковой связи	86
3.1. Выбор профиля апланатической линзы	86

3.2. Результаты электродинамического моделирования линзового крупноапертурного излучателя с облучателем из 7и волноводно-стержневых антенн	91
3.3. Оптимизация профиля линзы	93
3.3.1. Оптимизация элемента облучателя крупноапертурного излучателя	98
3.3.2. Диаграмма направленности линзового крупноапертурного излучателя	105
3.3.3. Рельеф КУ линзового крупноапертурного излучателя	114
3.3.4. Изменение коэффициента усиления линзового крупноапертурного излучателя в полосе частот	118
3.4. Многолучевой линзовый крупноапертурный излучатель, выполненный на основе волноводной линзы.....	121
3.4.1. Выбор геометрии волноводной линзы и результаты моделирования линзового волноводного КАИ	121
Глава 4. Многолучевые цифровые антенные решетки из крупноапертурных излучателей.....	128
4.1. Схемы построения бортовых многолучевых ЦАР из КАИ	128
4.2. О минимальном количестве излучателей в многолучевых антенных решетках из крупноапертурных излучателей	131
4.3. Диаграммы направленности многолучевых антенных решеток из крупноапертурных излучателей.....	137
Заключение	148
Список литературы.	151

Список сокращений

АР	антенная решетка
АС	антенная система
АЦП	аналогово-цифровой преобразователь
ГЗА	гибридно-зеркальная антенна
ГЛА	гибридно-линзовая антенна
ГСО	геостационарная орбита
ДН	диаграмма направленности
ДОС	диаграммообразующая схема
ИСЗ	искусственный спутник земли
КА	космический аппарат
КАИ	крупноапертурный излучатель
КИП	коэффициент использования поверхности
КУ	коэффициент усиления
МАР	многолучевая антенная решетка
МЛА	многолучевая антенна
МШУ	малошумящий усилитель
ССС	система спутниковой связи
УБЛ	уровень боковых лепестков
УМ	усилитель мощности
ФАР	фазированная антенная решетка
ЦАП	цифро-аналоговый преобразователь
ЦАР	цифровая антенная решетка
ЭМС	электромагнитная совместимость

Введение

Актуальность темы диссертации

В последние одно – два десятилетия наблюдается интенсивное развитие систем спутниковой связи. Спутниковая связь основана на использовании искусственных спутников Земли в качестве ретрансляторов. Подобные системы решают проблему обеспечения связью и других видов мультимедийных услуг с широкополосным доступом (интернет, телевидение и т.д.) для многочисленной группы абонентов в пределах территорий развитых стран и сопредельных государств.

В настоящее время системы спутниковой связи строятся как с использованием низкоорбитальных и среднеорбитальных спутников-ретрансляторов, так и спутников-ретрансляторов, базирующихся на геостационарной орбите. Принято считать, что высота низкой орбиты лежит в пределах от 160 км до 2000 км от поверхности Земли, а высота средней орбиты – от 2000 км до 35700 км [1,2,3]. Радиус геостационарной орбиты составляет порядка 42157 км относительно центра Земли.

Система спутниковой связи в общем случае состоит из системы ретрансляторов, расположенных на орбитальных космических аппаратах, наземного сегмента земных станций и абонентских терминалов, объединенных системой управления. Ключевым устройством ретранслятора является приемная и передающая антенны, с помощью которых осуществляется канал связи (ретрансляция сигнала от одного абонента к другому).

Для обеспечения связи в труднодоступных районах, таких как Дальний Восток или Восточная Сибирь, система спутниковой связи должна иметь наименьшее количество земных станций, а полная обработка сигнала должна осуществляться на борту космического аппарата. В связи с этим, важнейшим моментом при разработке перспективных спутниковых ретрансляторов является создание бортовых многолучевых антенных устройств, обеспечивающих высокий энергетический потенциал для принимаемого и

ретранслируемого сигналов в направлениях абонентов, находящихся в любой видимой с геостационарной орбиты точке земной поверхности. Эти антенные системы должны обладать минимальными массогабаритными параметрами и минимальными вычислительными мощностями, требуемыми для обработки принимаемых сигналов и формирования многолучевой диаграммы направленности.

Существующие в настоящее время зеркальные и гибридно-зеркальные многолучевые антенны не обеспечивают требуемую эффективность связи. Кроме того, большие габариты гибридно-зеркальных антенн в рабочем положении не позволяют размещать их под обтекателем полезной нагрузки ракетоносителя без трансформации в транспортное положение, что снижает надежность этих устройств. Поэтому построение бортовой многолучевой антенны, имеющей малые вес и продольные размеры, и позволяющей осуществить цифровое диаграммообразование с минимальными вычислительными затратами, в пределах требуемого сектора обзора с возможной адаптацией характеристик направленности к помеховой ситуации, является актуальнейшей задачей дальнейшего развития систем спутниковой связи.

Значительный вклад в развитие многолучевых антенн внесли следующие ученые: В.А. Калошин, А.В. Шишлов, Л.И. Пономарев, Н.А. Бей, В.А. Вечтомов, В.Р. Антипов, С.П. Скобелев, А.П. Дятлов А.Н. Пластикова, С. Chandler, L. Noey, W. C. Cummings. Также вопросами теории и разработки устройств в этой области занимались такие специалисты, как Д.И. Воскресенский, Г.А. Евстропов, Г.К. Галимов, В.И. Джиган, Р.А. Монзинко, Д. М. Сазонов и другие.

Цель работы

Целью данной работы является исследование путей построения приемных бортовых многолучевых антенных решеток для систем

спутниковой связи, обоснование наиболее целесообразной схемы построения многолучевой антенной решетки для системы глобальной спутниковой связи и исследование предельно достижимых характеристик направленности антенн при ограничениях на массогабаритные и эксплуатационные характеристики, характерные для спутниковых антенн.

Для достижения поставленной цели в работе решены следующие основные задачи:

- проведен аналитический обзор существующих типов спутниковых антенн и установлены требования, предъявляемые к характеристикам и параметрам перспективных многолучевых бортовых антенн для систем спутниковой связи;
- предложена и обоснована двухступенчатая схема построения многолучевой антенной решетки в виде системы из многолучевых крупноапертурных излучателей, позволяющая обеспечить заданный для глобальной космической связи ($\pm 8,7^\circ$) сектор обзора и требуемые характеристики направленности антенны при минимальном количестве излучателей;
- с использованием программного комплекса FEKO и специально разработанных алгоритмов проведено электродинамическое моделирование различных типов крупноапертурных излучателей, позволяющее установить предельные характеристики направленности различных типов крупноапертурных излучателей;
- разработан алгоритм оптимального возбуждения крупноапертурного излучателя бортовой многолучевой антенной решетки системы спутниковой связи, обеспечивающий наиболее высокий и равномерный рельеф коэффициента усиления в глобальном секторе обзора;
- предложены конфигурации приемных цифровых многолучевых антенных решеток X- и Ka-диапазона и произведено моделирование их характеристик направленности;

- проанализированы возможные методы улучшения характеристик направленности бортовых многолучевых антенных решеток, состоящих из крупноапертурных излучателей, предназначенных для систем глобальной спутниковой связи.

Методы исследований, используемые для решения поставленных в диссертации задач, основываются на применении электродинамических методов теории антенн, численных методов решения прикладных задач электродинамики. Результаты электродинамического моделирования, приведенные в работе, получены с применением метода моментов и методов геометрической и физической оптики, и с использованием компьютерного моделирования.

Научная новизна работы заключается в обосновании структуры многолучевой антенной решетки, обеспечивающей заданный сектор обзора при минимальном числе излучателей. В разработке алгоритма анализа характеристик направленности крупноапертурных излучателей и, в частности, в разработке алгоритма оптимального возбуждения крупноапертурного излучателя, обеспечивающего максимальный рельеф коэффициента усиления в глобальном секторе обзора, и использование этого алгоритма для определения предельно достижимых характеристик крупноапертурного излучателя и многолучевой антенной решетки из этих излучателей, а также в исследовании характеристик направленности крупноапертурных излучателей в зависимости от их геометрии и структуры.

Практическая значимость результатов работы

Полученные в процессе работы над диссертацией результаты могут стать основой для разработки перспективной бортовой многолучевой антенной решетки для системы глобальной спутниковой связи. При использовании этой антенны в системе спутниковой связи возможно

обеспечение устойчивой связи между абонентами, расположенными в произвольных точках земной поверхности, увеличение абонентской емкости сети связи, повышение пропускной способности каналов связи, обеспечение их высокой надежности и помехозащищенности.

Реализация и внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы нашли практическое применение. В частности, полученные результаты вошли в составную часть эскизного проекта по построению бортовых многолучевых антенн (ОКР «Сфера»). Дальнейшее использование этих результатов позволяет обосновать основные направления в разработке бортовых многолучевых антенных решетках для систем глобальной спутниковой связи с характеристиками, существенно превышающими характеристики применяемых в настоящее время многолучевых антенн.

Достоверность полученных результатов обуславливается корректностью исходных положений и математических преобразований при составлении моделей как отдельных крупноапертурных излучателей, так и бортовых многолучевых антенных решеток, и подтверждается в частных случаях совпадением результатов электродинамического моделирования с результатами, известными из теории антенн, а также с результатами, полученными другими авторами в этой области.

Структура и объем работы

Диссертационная работа изложена на 157 машинописных страницах и состоит из введения, 4 глав, заключения, списка сокращений, списка литературы. Иллюстративный материал представлен в виде 97 рисунков и 6 таблиц. Список использованных источников включает 67 наименований.

Первая глава содержит аналитический обзор антенных устройств отечественных и зарубежных систем спутниковой связи. В данной главе

рассматриваются возможности использования многолучевых антенн для глобальной и региональной спутниковой связи на основе зеркальных и гибридно-зеркальных антенн (линзовых и гибридно-линзовых антенн), фазированных антенных решеток и многолучевых антенных решеток. Несмотря на то, что на данный момент в различных источниках представлено довольно большое количество различных бортовых антенн, предназначенных для систем спутниковой связи, ряд вопросов до сих пор остается недостаточно изученным. К их числу относятся методы снижения массогабаритных характеристик бортовых многолучевых антенн, способы уменьшения количества излучателей в многолучевых антенных решетках и методы снижения вычислительных мощностей, требуемых для обработки сигнала.

Во **второй главе** обосновывается выбор схемы построения крупноапертурного излучателя многолучевой антенной решетки, обеспечивающего заданный сектор обзора и требуемые характеристики направленности. Приводится вывод зависимостей количества элементов в облучателе крупноапертурного излучателя от уровня пересечения лучей, на основе которой осуществляется обоснованный выбор структуры облучателя крупноапертурного излучателя. Приводится вывод алгоритма оптимального возбуждения, позволяющий получить максимальный рельеф коэффициента усиления в требуемом секторе обзора. Исследуются характеристики направленности многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя и коэффициент избыточности в многолучевой антенной решетке из таких излучателей.

Третья глава содержит вывод профиля крупноапертурного излучателя, выполненного на основе апланатической диэлектрической линзы и апланатической линзы, состоящей из открытых концов волноводов. Приводятся исследования характеристик направленности диэлектрического и волноводного крупноапертурного излучателя при изменении их геометрических параметров. Выбрана наилучшая структура линзового

диэлектрического крупноапертурного излучателя с 7-и, 13-и и 19-и элементным облучателем. Приведены результаты сравнения крупноапертурных излучателей, выполненных на основе зеркальных антенн, линзовых диэлектрических антенн и линзовых антенн, выполненных из открытых концов волноводов, и обоснованно выбран линзовый крупноапертурный излучатель, состоящий из открытых концов волноводов, как в наибольшей степени удовлетворяющий требованиям, предъявляемым к бортовым антенным устройствам систем спутниковой связи.

В четвертой главе приводятся структурные схемы построения бортовых многолучевых антенных решеток с цифровым диаграммообразованием, состоящих из крупноапертурных излучателей. Проведены расчеты по требуемому количеству крупноапертурных излучателей в зависимости от требуемого коэффициента усиления многолучевой антенной решетки. Приводятся соотношения для расчета характеристик направленности многолучевой антенной решетки из крупноапертурных излучателей с оптимальным алгоритмом возбуждения и без него. Рассчитываются характеристики направленности многолучевых антенных решеток из линзовых диэлектрических крупноапертурных излучателей X - и Ka -диапазона частот. Исследуются методы улучшения характеристик направленности многолучевых антенных решеток, состоящих из крупноапертурных излучателей.

В заключении сформулированы основные выводы и результаты диссертационной работы.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Двухступенчатая схема формирования многолучевой диаграммы направленности бортовой антенной решетки системы геостационарной спутниковой связи (в X -диапазоне) обеспечивает требуемые характеристики направленности в секторе обзора, соответствующем половине поверхности земного шара.

2. Найденный алгоритм возбуждения крупноапертурных излучателей позволяет уменьшить провалы в рельефе коэффициента усиления крупноапертурного излучателя до -1,4 дБ и максимально увеличить коэффициент эффективности (коэффициент усиления) бортовой многолучевой антенной решетки системы глобальной спутниковой связи.
3. Линзовый крупноапертурный излучатель, выполненный из отрезков квадратных волноводов, в наибольшей степени удовлетворяет совокупным требованиям, предъявляемым к бортовым антенным устройствам систем спутниковой связи.
4. Смоделированный крупноапертурный излучатель имеет характеристики и параметры в наибольшей степени удовлетворяющие требованиям к антенным устройствам, используемым в системах глобальной спутниковой связи (радиус апертуры крупноапертурного излучателя $6,04\lambda$, фокусное расстояние $14,7\lambda$, при этом максимальное значение коэффициента усиления составляет 28,13 дБ, а коэффициент эффективности 0,45).

Апробация результатов работы

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: 10-ой Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМОНАВТИКА – 2011» (Москва, 8 – 10 ноября 2011г.); Молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2012» (Москва 17 – 20 апреля 2012 г.); дважды на Молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2013» (Москва 16 – 18 апреля 2013); XIX-ой международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2013) (Воронеж, 16 – 18 апреля 2013г.); 12-ой международной конференции «Авиация и космонавтика» (Москва, 12 – 15 ноября 2013 г.); 11-ой международной конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии» (Москва, 21 ноября 2013г.).

Публикации

Результаты исследований, проведенных в процессе выполнения диссертационной работы, опубликованы в 14 печатных работах, из них: 1 коллективная монография, 6 научных статей (4 в журналах, включенных в перечень ВАК), 7 тезисов докладов. На оригинальную разработку многолучевой антенной решетки получен патент РФ.

Личный вклад

Выводы основных теоретических соотношений получены при непосредственном участии автора. Автор принимал участие в разработке новой схемы построения многолучевой антенной решетки и разработке алгоритма оптимального возбуждения ее излучателей. Также автором проведено детальное моделирование и оптимизация характеристик направленности, как отдельного излучателя, так и самой многолучевой антенной решетки.

Глава 1. Системы глобальной и региональной спутниковой связи и основные требования, предъявляемые к их антенным устройствам

1.1. Постановка задачи

Глобальная спутниковая связь основана на использовании искусственных спутников Земли (ИСЗ) в качестве ретрансляторов. Как правило, спутники находятся на геостационарной орбите (ГСО), радиус которой 42157 км относительно центра Земли. Для реализации глобальной спутниковой связи с минимальным количеством ИСЗ в зоне видимости спутника должна находиться половина Земного шара. Следовательно, пространство обзора каждого ИСЗ должно представлять собой конус вращения с углом при вершине $\psi_{обз}$ (рис. 1а). Величину этого угла можно вычислить как

$$\psi_{обз} = \arctg\left(\frac{R_з}{R_з + R_{ГСО}}\right), \quad (1)$$

где $R_з$ – радиус Земли, $R_{ГСО}$ – расстояние от поверхности земли до ГСО. Таким образом, угол обзора приблизительно равен $\psi_{обз} = 8,7^\circ$ (рис. 1б).

Аналогичные системы спутниковой связи (ССС) можно построить с использованием низкоорбитальных и среднеорбитальных спутников ретрансляторов. Известно, что высота низкой орбиты изменяется от 160 км до 2000 км от поверхности земли, а высота средней обиты – от 2000 км до 35700 км [1,2,3].

На рис. 1с показана простейшая схема реализации спутниковой связи.

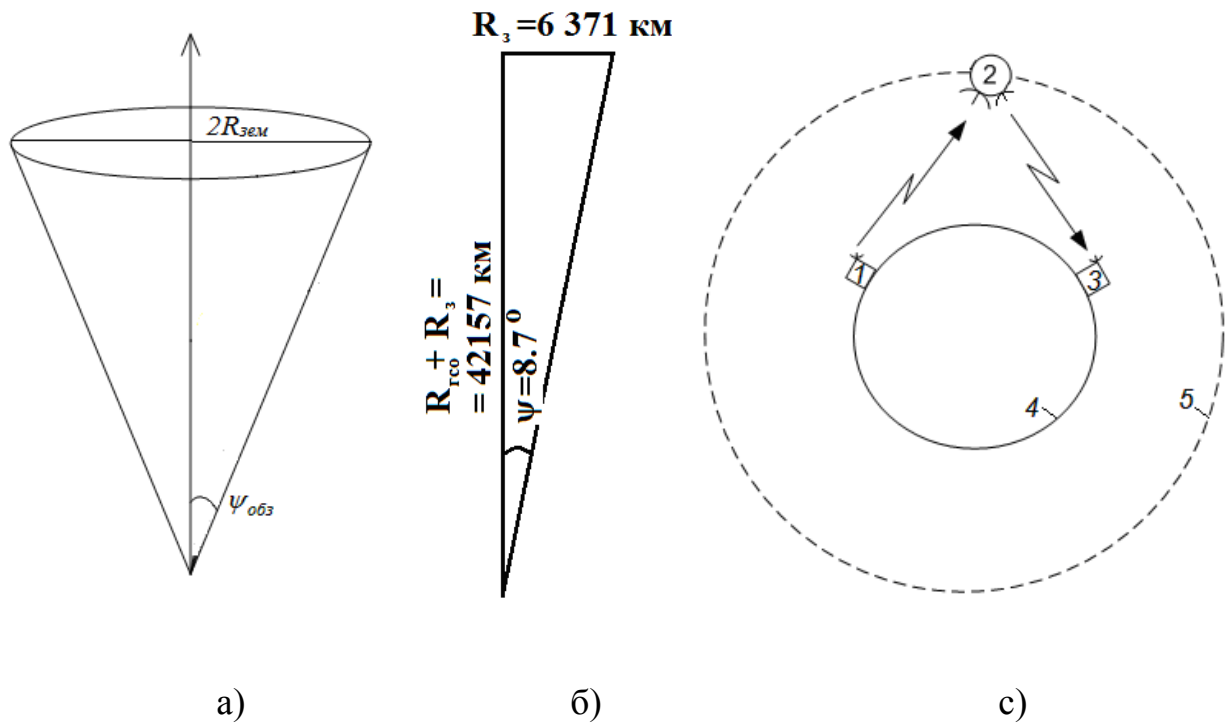


Рис. 1. Постановка задачи.

Абонент, обозначенный цифрой 1, с поверхности Земли 4 передаёт сигнал на ИСЗ 2, расположенный на ГСО 5, после чего сигнал ретранслируется абоненту 3.

Для обеспечения хорошего качества связи антенное устройство ССС должно иметь узконаправленную диаграмму направленности (ДН) и высокий коэффициент усиления (КУ) в направлениях приема и передачи, возможность управления положением максимума ДН и адаптацию формы ДН к соответствующей сигнально-помеховой обстановке, быть реализовано в цифровом виде и должно обеспечивать высокоскоростное управление лучом и хорошие характеристики направленности.

Для обеспечения высокого потенциала связи, к антенным характеристикам ССС предъявляются достаточно жёсткие требования. Так КУ в зависимости от функционального назначения бортовых антенн в произвольном направлении на Землю должен составлять 35...60 дБ и выше [4], а ширина ДН варьируется от долей до единиц градусов. Важнейшим параметром ССС является используемый частотный диапазон.

Информация о применении в ССС частотных диапазонов приведена в таблицах 1а и 1б. В этих таблицах перечислены также проблемы, связанные с освоением или использованием приведённых диапазонов.

Таблица 1а.

Частотный диапазон, ГГц.	Рабочие частоты, ГГц.	Проблемы освоения диапазона.	Достоинства диапазона.	Примеры ССС.
P 0,23 – 1	Различные полосы	Перегруженность радиоспектра	Простота изготовления АС	Orbcomm E_SAT
L 1,53 – 2,7	Различные полосы	ЭМС с бортовыми системами	Простота изготовления АС	Iridium Globalstar ICO ACES Thuraya
S 2,7 – 3,5	Различные полосы	Нет данных	Простота изготовления АС	Globalstar
C 3,7 – 6,5	3,7 – 4,2 (вниз) 5,925 – 6,425 (вверх)	ЭМС с наземными линиями	Простота изготовления АС	Intelsat Skynet
X 7,5 – 8,5	7,250 – 7,745 (вниз) 7,900 – 8,395 (вверх)	Нет данных	Снижение массогабаритных характеристик АС, низкий уровень ЭМС с бортовыми системами	Нет данных

Примечание: ЭМС – электромагнитная совместимость.

Таблица 1б.

Частотный диапазон, ГГц.	Рабочие частоты, ГГц.	Проблемы освоения диапазона.	Достоинства диапазона.	Примеры ССС.
Ku (Европа) 11,000–14,000	FSS: 10,7 – 11,7 (вниз) 14,0 – 4,8 (вверх) DBS: 11,7 – 12,5 17,3 – 18,1 Telecom: 12,5 – 12,75 14,0 – 14,8	Компенсация дождевых и температурных влияний	Снижение массогабаритных характеристик АС, увеличение мощности сигнала, низкая загруженность диапазона	Direct TV Echostar Asira
Ku (США) 11,000–18,000	FSS: 11,7 – 12,2 (вниз) 14,0 – 4,5 (вверх) DBS: 12,2 – 2,7 17,3 – 17,8	Нет данных	Снижение массогабаритных характеристик АС, увеличение мощности сигнала, низкая загруженность диапазона	Spaceway Cyberstar Astrolink Teledesic Celestri
Ka 18,000–31,000	17,7 – 21,7 (вниз) 27,5 – 30,5 (вверх)	Высокая сложность и стоимость применения	Снижение массогабаритных характеристик АС, увеличение мощности	Teledesic Skybridge Cyberstar ACTS (военные)

			сигнала, низкая загруженность диапазона	применения)
V (SHF, EHF) 31,000–70,000	В стадии исследования	Большой объем необходимых НИР и ОКР	Снижение массогабаритных характеристик АС, увеличение мощности сигнала, низкая загруженность диапазона	Milstar AFSATCOM USTS (США)

Из таблиц 1а и 1б следует, что основные трудности при использовании низкочастотных диапазонов (до $f \leq 7,5$ ГГц) заключается либо в перегруженности этих диапазонов, либо в проблемах электромагнитной совместимости (ЭМС). Использование более высокочастотных диапазонов весьма перспективно, так как позволяет снизить массогабаритные характеристики бортовых антенных систем (АС), увеличить энергетику сигнала, кроме того, эти диапазоны на данный момент являются менее загруженными. В связи с этим в последние годы наблюдается тенденция использования в ССС более высоких частотных диапазонов.

1.2. Возможные схемы построения бортовых антенн для геостационарных систем спутниковой связи

К бортовым АС ИСЗ, базируемым на ГСО, предъявляются следующие основные требования [5]:

- обеспечение плотного покрытия сектора обзора (несколькими лучами или одним сканирующим лучом) с шириной ДН $0,5^\circ - 2^\circ$;
- обеспечение высокого КУ (35...60 дБ) как в центре сектора обзора, так и на краю сектора, с минимальной потерей КУ;
- обеспечение высокой надёжности и работоспособности АС в экстремальных условиях окружающей среды;
- обеспечение срока активного использования бортовой АС не менее 15 лет.

Помимо выше перечисленных требований современные бортовые АС должны обладать [4]:

- минимальными габаритами и минимальным количеством антенных элементов;
- возможностью гибкой адаптации к помехам.

Учитывая эти требования, АС ИСЗ может быть реализована как на основе фазированной антенной решётки (ФАР), так и на основе многолучевой антенны (МЛА).

Решение проблемы создания ССС началось с 1960г [6]. Приведём краткий обзор антенн современных ССС. Исторически сложилось, что на первом этапе использовались узконаправленные однолучевые зеркальные антенны с механическим управлением лучом. В дальнейшем, с целью увеличения сектора обзора и энергетики сигнала разработки в области зеркальных антенн были связаны с обеспечением многолучевых характеристик. В этих антеннах в качестве облучателя применяются системы излучателей в виде антенных решёток (АР) с переключением одиночных излучателей или с формированием кластерного управляемого излучателя. Использование зеркальных антенн обуславливалось относительной простотой и дешевизной изготовления.

В 1999 году по заказу европейской комиссии компанией SWG (Satellite Working Group) были сформулированы основные направления, определяющие уровень развития и эффективность бортовых комплексов ССС [7]. В состав этих направлений входили технологии создания многолучевых антенн, способных формировать узкие ДН в расширенных секторах обзора. В современной литературе широко рассматриваются многолучевые зеркальные, линзовые или гибридно-линзовые антенны (ГЛА) [8,9,10,11], состоящие из оптической зеркальной или линзовой системы и многоэлементной облучающей решетки. Зеркало или линза выполняют роль простейшей аналоговой диаграммообразующей схемы (ДОС) и обеспечивают заданные характеристики направленности, а облучающая

антенная решётка позволяет формировать лучи в требуемом секторе углов. С помощью таких АС возможно обеспечить региональный сектор обзора. Также с помощью таких АС возможно сформировать требуемую конфигурацию лучей для глобального сектора обзора.

1.2.1. Зеркальные и линзовые многолучевые антенны

Проанализируем основные достижения в области развития бортовых многолучевых зеркальных и линзовых антенн. В [12,13] рассмотрены возможности двухзеркальных осесимметричных и офсетных многолучевых антенн типа Грегори и Кассегрена с диаметром основного зеркала порядка 100 длин волн и диаметром вспомогательного зеркала 25 длин волн. В качестве облучателя использовался многоэлементный кластерный облучатель. В [12] рассмотрены антенны типа Грегори. Осесимметричная и офсетная антенны в горизонтальной плоскости покрывают полный сектор обзора в $10,2^\circ$ 17 лучами с коэффициентом использования поверхности (КИП) в центре сектора обзора 0,65 для осесимметричной системы и 0,82 для офсетной системы, на краю сектора обзора КИП составляет 0,3 для обеих антенн. В вертикальной плоскости офсетная система 12 лучами перекрывает сектор обзора в 12° . А осесимметричная двухзеркальная антенна Кассегрена [13] 22 лучами перекрывает полный сектор 14° в обеих плоскостях с КИП 0,65 в середине сектора обзора и 0,3 на краю сектора. Аналогичная офсетная антенна в горизонтальной плоскости 9 лучами перекрывает полный сектор обзора 6° с КИП от 0,82 в центре сектора обзора до 0,3 на краю сектора, а в вертикальной плоскости полный сектор обзора в 8° перекрывается 12 лучами с таким же уровнем КИП.

К достоинствам антенн типа Грегори и Кассегрена, помимо простоты изготовления, относится то, что сектор сканирования таких антенн можно увеличить до 10 – 20 ширин ДН в обеих плоскостях с формированием 60 – 300 лучей. Однако, согласно [14] для обеспечения широкого сектора обзора, вспомогательный рефлектор двухзеркальной антенны должен быть увеличен

практически до размера основного зеркала, что приведет к увеличению массогабаритных параметров.

Эти антенны обладают и рядом других недостатков. К примеру, в антеннах рассмотренных в [12,13], ширина луча по уровню 3 дБ на краю сектора обзора увеличивается практически в два раза, кроме того, КИП двухзеркальных антенн определялся авторами по отношению к размерам только основного зеркала. Поэтому КИП, определённый по отношению к общим габаритам основного и вспомогательного зеркал, будет значительно меньше.

Известна также бортовая двухзеркальная антенна [15], базирующаяся на ГСО и формирующая 32 остронаправленных луча с шириной $2\theta_{0,7} = 1^\circ$ в одной плоскости, и широкой ДН в другой плоскости. С помощью этой АС возможно обеспечить региональную спутниковую связь на территории РФ.

В работе [16] рассмотрены методы увеличения сектора обзора многолучевых бифокальных зеркальных антенн. Антенна, построенная по схеме Кассегрена с боковой схемой питания (рис. 2б),

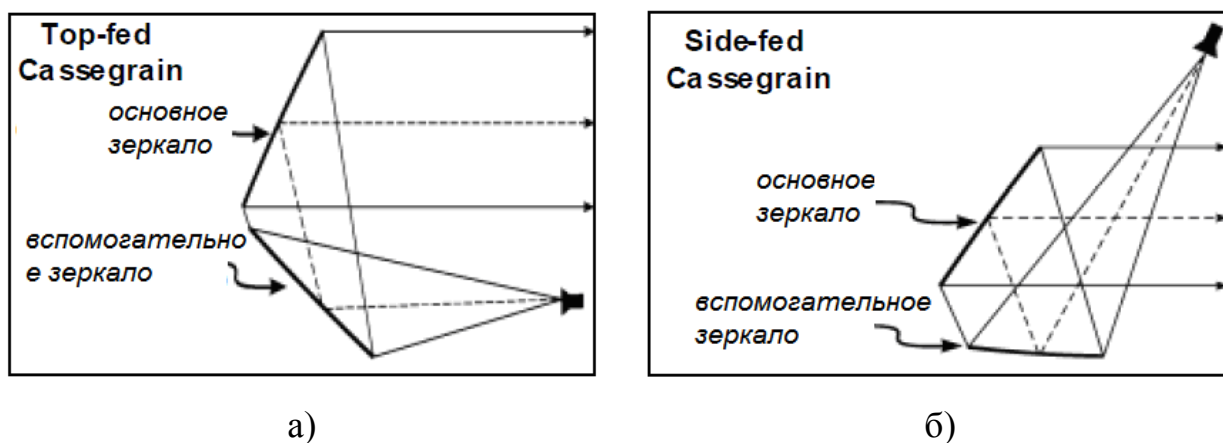


Рис. 2. Варианты схемы питания модифицированной схемы Кассегрена.

диаметром апертуры около 70 длин волн и круглым многоэлементным элементом диэлектрическим облучателем, обеспечивает формирование лучей шириной 1° в коническом секторе обзора с углом при вершине 18° . При этом, уровень пересечения лучей составляет -3,5 дБ. За счёт

использования увеличенного контррефлектора КИП (по основному зеркалу) этой антенны в рассматриваемом секторе обзора составляет около 0,65 .

Для использования в системах глобальной спутниковой связи данная антенна обладает рядом недостатков. Во-первых, значительный размер апертуры основного и вспомогательного зеркала. Во-вторых, наличие диэлектрических материалов в рассмотренной антенне, что приводит к снижению срока активного использования антенны.

В [16] приведены варианты двухзеркальных антенн типа Грегори с сектором обзора более 40° . Сектор обзора этих антенн подходит для низкоорбитальных ССС, но их использование затрудняется из-за значительных габаритов антенн порядка 170 длин волн.

В литературе имеются сведения о зарубежных разработках многолучевых зеркальных антенн для ССС. В [17,18] компанией TRW были спроектированы двухзеркальные антенны GenStar, работающие на частотах 20 и 30 ГГц и построенные по модифицированной схеме Кассегрена. В [17] применена встречная схема питания (Top-fed Cassegrain), показанная на рис. 2а, а в [18] применена боковая схема питания (Side-fed Cassegrain) (рис. 2б). Эти антенны позволяют формировать многолучевую ДН, перекрывающую конический сектор обзора с углом при вершине $8,7^\circ$ (рис. 1б) с падением КУ на краю сектора обзора порядка 0,5 дБ [17,18]. Однако, эти антенны обладают существенными недостатками. Во-первых, в рассмотренных двухзеркальных антеннах невозможно обеспечить требуемый уровень пересечения лучей (при решении двумерной задачи уровень пересечения лучей в основных плоскостях составляет порядка 4 – 5 дБ [15]), так как центры облучателей не могут быть сближены на расстояние меньшее, чем их поперечное сечение. Этот недостаток решается путём использования 4х двухзеркальных антенн, причём объединение этих антенн в решётку осуществляется после соответствующих поворотов главных зеркал. Во-вторых, так как в диапазонах 20 и 30 ГГц размер основного зеркала составляет 1,5 и 1 м, а вспомогательное зеркало соизмеримо с основным [14],

то габариты этой антенны будут значительно превышать габариты аналогичной (по характеристикам направленности) однозеркальной антенны, что эквивалентно снижению коэффициента эффективности (g) всей АС.

Возможно также использование в качестве облучателя аналоговых и цифровых ФАР. Зеркальная антенна с облучателем в виде ФАР используется в ССС «Inmarsat-4», состоящей из 3х ИСЗ, расположенных на ГСО [20]. Данная система покрывает всю территорию Земли, за исключением полярных областей. АС «Inmarsat-4» работает на частоте 1,6 ГГц на приём и 1,5 ГГц на передачу. Эта АС формирует один глобальный луч, 19 широких лучей, и по разным данным от 120 до 228 узких лучей шириной порядка $1^\circ - 2^\circ$ [21,22]. Широкий луч может покрывать территорию сразу нескольких городов, а узкие лучи направлены на крупные мегаполисы. Данная система имеет возможность динамической адаптации под загрузку канала. Так, если в каком-нибудь регионе возрастает нагрузка сети, то туда автоматически направляются дополнительные лучи. АС, «Inmarsat-4» состоит из рефлектора и ФАР в качестве облучателя. В антенне «Inmarsat-4» реализована цифровая ДОС, что позволяет уменьшить количество дорогостоящих фазовращателей и мостовых устройств, но увеличивает вычислительные мощности, требуемые для обработки сигнала. На рис. 3, показана структура АС и схема цифрового диаграммообразования [20].

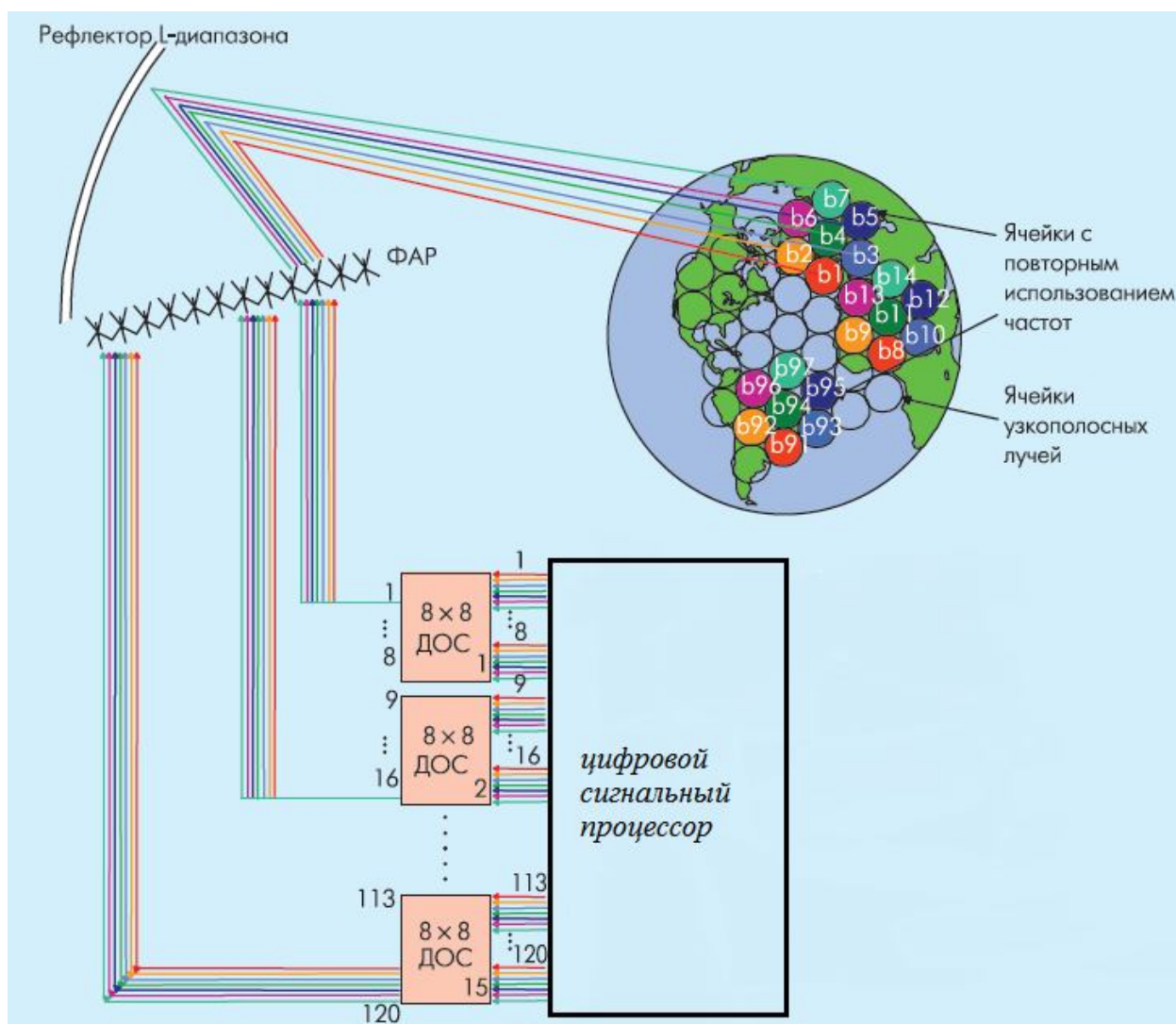


Рис. 3. Принцип построения АС «Inmarsat-4»

В «Inmarsat-4» используется гибридная система цифрового диаграммообразования. В её состав входит 15 аналоговых ДОС, каждая из которых имеет 8 входов и 8 выходов и управляющий лучами цифровой сигнальный процессор. Это, по мнению разработчиков, должно приводить к упрощению аппаратной реализации данной системы [20] и снижению вычислительных мощностей. Этот недостаток может быть устранён лишь за счёт соответствующего увеличения размеров рефлектора.

Однако, в подобной схеме на краю сектора обзора наблюдается искажение ДН и снижение КУ. Это связано с тем, что крайние элементы облучающей ФАР сильно вынесены из фокуса рефлектора.

Наряду с зеркальными МЛА для СССР разрабатывались также линзовые многолучевые антенны. Так, АС военного спутника ретранслятора третьего поколения «DSCS-III» работает в X диапазоне.

Спутник-ретранслятор «DSCS-III» показан на рис. 4. Он обеспечивает работу в секторе между 75° с.ш. 75° ю.ш.



а)



б)

Рис. 4. а) – Военный спутник связи DSCS-III КА DSCS-III МО США, оснащенный 14 МЛА на основе ГЛА (коллаж); б) – КА DSCS-III в транспортном положении.

АС «DSCS-III» имеет отдельные приемную ($7,9...8,4$ ГГц) и две передающие ($7,25...7,75$ ГГц) ГЛА. Приемная ГЛА обеспечивает глобальную зону, формируя многолучевую ДН из 61-го луча. ДОС позволяет формировать узкие и контурные ДН, а также производить адаптацию к активным помехам. Передающие ГЛА формируют 19-ти лучевую ДН.

Известна также АС спутник-ретранслятор “Anik-F2”, работающая в трёх частотных диапазонах Ka- Ku- и C. АС “Anik-F2”, выполнена в виде системы многолучевых гибридно-зеркальных антенн и формирует веерообразную диаграмму направленности, покрывающую всю территорию Северной Америки с помощью би сканирующих лучей [23,24,25]. Спутник-ретранслятор “Anik-F2” был выведен на ГСО в 2004 году и показан на рис. 5.

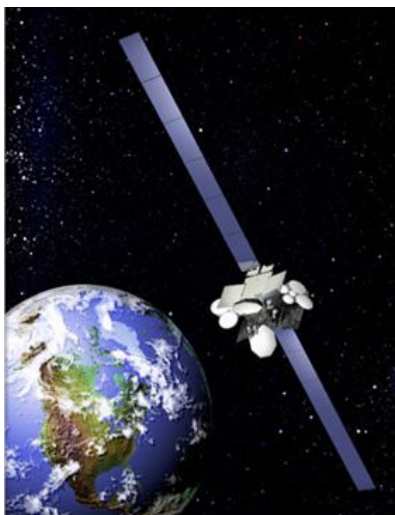


Рис. 5. Спутник-ретранслятор “Anik-F2”

Гибридно-зеркальные антенны применяются также в ССС «Kiku-8» компании Mitsubishi Electric, спутник-ретранслятор которой был выведен на ГСО в 2006 году [19,20]. В качестве АС на приём и на передачу используются две крупногабаритные гексагональные гибридно-зеркальные антенны (19,2×16,8м) [20], каждая из которых состоит из 14 фрагментов зонтичного типа, обтянутых тонким (2,4 мм) сетчатым материалом. В фокальной плоскости каждой из 14 антенн зонтичного типа расположен 31 микрополосковый облучатель, позволяющий сформировать узкие лучи. Изображение спутник ретранслятор «Kiku-8» показано на рис.6.

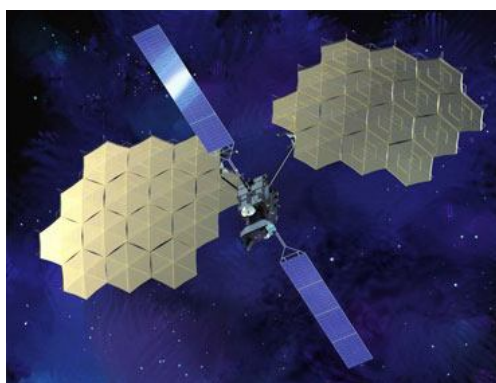


Рис. 6. спутник ретранслятор «Kiku-8»

АС «Kiku-8» работает в диапазоне частот от 2,65 ГГц до 2,66 ГГц на приём и в диапазоне от 2,5 ГГц до 2,54 ГГц на передачу. Согласно [26] АС «Kiku-8» аналоговыми методами формирует 5 широких лучей, покрывающих

всю территорию Японии, а также с помощью цифрового диаграммообразования способна формировать более узкие лучи в данном секторе. В соответствии с соотношением (4) ширина луча приблизительно равна $2\theta_{0,7} = 60 \cdot 0,12 / 16,8 \approx 0,5^\circ$. ССС «Kiku-8» также относится к региональным системам. Кроме того, так как периферийные микрополосковые облучатели вынесены из фокуса зеркала, то это может привести к амплитудно-фазовым деформациям поля в раскрыве зеркальной антенны и, соответственно, к значительным искажениям диаграммы направленности луча, выставленного в направлении границы сектора обзора, и снижению его коэффициента усиления.

Зарубежные зеркальные антенны используются и в отечественных ССС. Так, бортовая антенна спутника-ретранслятора «Садко» была разработана канадской компанией SPAR. АС состоит из двух однотипных (приёмной и передающей) антенн зонтичного типа с диаметром более 12 м [7] с многоэлементным облучателем. АС «Садко» формирует 40 лучей в L-диапазоне, покрывающих всю территорию РФ. Характеристики этой АС сведены в таблицу 2.

Таблица 2.

количество лучей в L диапазоне	40
ширина луча по уровню -3 дБ	не более $1,3^\circ$
уровень пересечения трех лучей	$-2,8$ дБ
повторное использование частоты	через два луча
пропускная способность системы	3500–4000 каналов
количество абонентов в системе	400000–500000
срок службы	12 лет

Внешний вид спутника-ретранслятора «Садко» [7] показан на рис. 7.

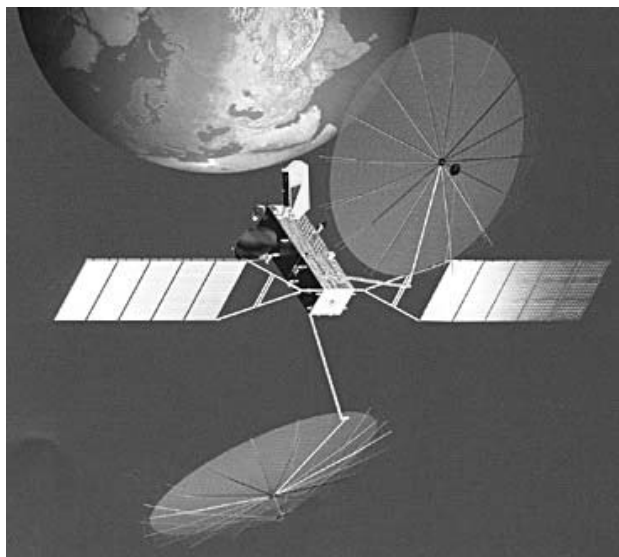


Рис. 7. спутник-ретранслятор системы «Садко».

В систему «Садко» входит спутниковая группировка от одного до трёх геостационарных спутников, а также центральная и несколько региональных наземных станций (в Москве, Красноярске и Хабаровске).

Для формирования 40 лучевой ДН в фокальной плоскости зонтичной антенны должно располагаться не менее 40 антенных элементов, что (как показано выше, на примере других систем) приводит к снижению КУ на краю сектора обзора.

Зеркальные и линзовые многолучевые антенны обладают такими преимуществами, как простота изготовления, низкая стоимость, удобная схема «упаковки» в транспортное положение. Недостатками таких антенн являются искажение ДН и снижение КУ на краю сектора обзора, а также ограниченные сектора обзора. Для увеличения сектора обзора до конуса с углом при вершине $8,7^\circ$ и формирования симметричных (практически симметричных) лучей в этом секторе обзора требуется увеличение вспомогательного зеркала практически до размеров основного [12,13].

1.2.2. Перспективы использования ФАР в качестве бортовых антенн глобальной спутниковой сотовой связи

Следующий этап в развитии бортовых антенн ССС связан с разработкой аналоговых и цифровых ФАР. В них относительно просто реализуется гибкая адаптация к возможным помехам и цифровое управление лучом в требуемом секторе сканирования [27,28]. Характеристики направленности ФАР в основном зависят от характеристик направленности излучателей и их количества, что облегчает выбор подходящей схемы построения ФАР. Однако, антенны этого типа обладают рядом существенных недостатков, важнейшим из которых является избыточность излучателей, фазовращателей или приёмо-передающих модулей при работе в узком секторе сканирования по сравнению с теоретически минимальным числом [28,29].

Однако, вопрос об использовании бортовых ФАР в ССС изучен недостаточно полно. Поэтому были проведены подробные исследования зависимости коэффициента избыточности для различных схем ФАР.

В разделе проведена оценка перспективности и целесообразности использования ФАР в качестве бортовой антенной системы спутниковой связи. При этом, в качестве основного параметра и характеристики ФАР при анализе этой задачи был выбран коэффициент избыточности K (превышение количества излучателей в ФАР по сравнению с минимально возможным) и его зависимость от уровня интерференционных боковых лепестков [30].

Подобные задачи частично рассматривались в ряде работ [19]. В настоящей работе более детально рассмотрены зависимости коэффициента избыточности в бортовой ФАР ССС от уровня возникающих интерференционных боковых лепестков для различных типов апертурных излучателей в ФАР и структуры апертуры ФАР.

Рассмотрим ФАР с плоской прямоугольной апертурой размером $L_x \times L_y$.

Пусть каждый из излучателей ФАР имеет прямоугольную апертуру с размерами $d_x \times d_y$, взаимное расположение излучателей соответствует прямоугольной сетке (рис.8), а количество излучателей по оси ОХ (N_x) и ОУ

(N_y) одинаковое, т.е. $N_x = N_y = L_x/d_x = L_y/d_y = n$. Тогда общее число излучателей $N = N_x N_y = n^2$.

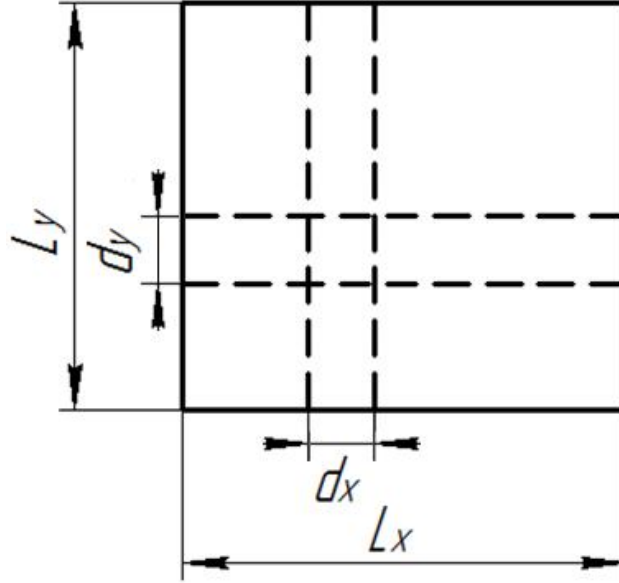


Рис. 8. Взаимное расположение излучателей, соответствующее прямоугольной сетке.

Обозначим через $G_1(\theta, \varphi)$ коэффициент усиления одиночного излучателя в направлении (θ, φ) , определяемый с учетом взаимодействия и потерь на отражение. Предположим, что все излучатели имеют одинаковый КУ. Тогда КУ всей ФАР определяется как:

$$G(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^{n^2} G_m(\theta, \varphi) = n^2 G_1(\theta, \varphi) = N G_1(\theta, \varphi) \quad (2)$$

Предположим, что в качестве отдельного излучателя используется «синфазный» пирамидальный рупор с волной типа H_{10} . Тогда КУ отдельного излучателя:

$$G_1(\theta, \varphi) = 0.81 \frac{d_x d_y 4\pi^2}{\lambda^2} F_1^2(\theta, \varphi) (1 - |\Gamma_1|^2), \quad (3)$$

где $F_I(\theta, \varphi)$ – ДН рупорного излучателя по полю, Γ_1 – коэффициент отражения.

В главных плоскостях ZOX ($\varphi = 0$) и ZOY ($\varphi = \pi/2$) ДН согласованного рупорного излучателя имеет вид:

$$F(0, \frac{\pi}{2}) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin(\frac{kd_x}{2} \sin \theta)}{\frac{kd_x}{2} \sin \theta} \quad (4)$$

$$F(\theta, 0) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\cos(\frac{kd_y}{2} \sin \theta)}{1 - (\frac{2}{\pi} \frac{kd_y}{2} \sin \theta)^2} \quad (5)$$

Предположим, что фазовое распределение по излучателям ФАР – линейное, соответствующее отклонением максимуму ДН на угол θ_0 в плоскости $\varphi = 0$ или в плоскости $\varphi = \pi/2$. Тогда ДН ФАР в рассматриваемых плоскостях определяется соотношением:

$$F(\theta, \frac{\pi}{2}) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin(\frac{kd_x}{2} \sin \theta)}{\frac{kd_x}{2} \sin \theta} \frac{\sin \left[\frac{nk d_x}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{n \sin \left[\frac{kd_x}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \quad (6)$$

$$F(\theta, 0) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\cos(\frac{kd_y}{2} \sin \theta)}{1 - (\frac{2}{\pi} \frac{kd_y}{2} \sin \theta)^2} \frac{\sin \left[\frac{nk d_y}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{n \sin \left[\frac{kd_y}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \quad (7)$$

Воспользуемся выше приведенными соотношениями для оценки необходимого числа излучателей ФАР. Наиболее сложная ситуация с точки зрения возникновения побочных интерференционных максимумов в рассматриваемой структуре АР возникает в плоскости ZOX ($\varphi_0, 0$). Поэтому дальнейшие расчеты проведем для этой плоскости.

При требуемом КУ ФАР в направлении $(\theta_0, 0)$, $G(\theta_0, 0) = G(0, 0) \cos \theta_0$, где $G(0, 0) = G_0$ – КУ в направлении нормали, необходимое число излучателей с

квадратным раскрывом $d_x = d_y = d$ в рассматриваемой ФАР определяется соотношением:

$$N_{\text{фар}} = \frac{G_0(\theta_0, 0)}{G_1(\theta_0, 0)} = \frac{G_0 \cos \theta_0}{0.81 \frac{4\pi}{\lambda^2} d_x d_y F_1^2(\theta_0, 0)} = 0.196 \frac{G_0 \cos \theta_0}{\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 F_1^2(\theta_0, 0)} \quad (8)$$

С другой стороны, известно, что количество излучателей может быть уменьшено за счет соответствующего выбора ширины и формы ДН отдельного излучателя. Так, в предположении формирования столообразной ДН в пределах телесного сектора сканирования $\Omega_{\text{обз}}$ и при требуемой величины КУ G минимальное количество излучателей определяется соотношением:

$$N_{\min} = \frac{\Omega_{\text{обз}}}{4\pi} G. \quad (9)$$

Учитывая, что для случая глобальной спутниковой связи сектор обзора связан с величиной θ_0 выражением $\Omega_{\text{обз}} = 2\pi(1 - \cos \theta_0)$, из (12) получаем:

$$N_{\min} = \frac{\Omega_{\text{обз}}}{4\pi} G = \frac{G(1 - \cos \theta_0)}{2} \quad (10)$$

Введем понятие коэффициента избыточности излучателей в ФАР K . Он определяется отношением количества элементов в рассматриваемой ФАР к минимальному количеству излучателей в ФАР. Сравнивая выражения (8) и (10) и полагая, что $G = G_0 \cos \theta_0$, можно найти выражение для коэффициента избыточности излучателей K в ФАР из слабонаправленных излучателей по сравнению с рассматриваемой ФАР:

$$K = \frac{N_{\text{фар}}}{N_{\min}} = \frac{0.196}{\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 F_1^2(\theta_0, 0)(1 - \cos \theta_0)} \quad (11)$$

Как следует из (11), коэффициент избыточности K зависит от сектора сканирования θ_0 и размеров отдельного излучателя d/λ и не зависит от требуемого КУ ФАР.

Для дальнейшего моделирования необходимо определить целесообразный интервал изменения d/λ . Как известно, для ненаправленных

(или слабонаправленных) излучателей допустимое расстояние между соседними излучателями ограничено условием отсутствия побочных главных максимумов в ДН. Так, для квадратной сетки расположения излучателей при условии, что уровень интерференционного бокового лепестка примерно равен -13.2 дБ, т.е. уровню основного бокового лепестка при равномерном распределении в ФАР, расстояние d/λ выбирается из выражения:

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (12)$$

С другой стороны, максимально допустимая величина раскрытия рупорного излучателя с квадратным раскрытием зависит от границы сектора сканирования θ_0 и определяется из условия, чтобы ширина ДН отдельного излучателя $2\theta_{0,7}$ была бы равна или превышала величину равную $2\theta_0$:

$$2\theta_{0,7} \geq 2\theta_0 \quad (13)$$

Учитывая, что в рассматриваемом случае $2\theta_{0,7} = 51d/\lambda = 17,4^\circ$, получаем:

$$\frac{d}{\lambda} \leq 2.93 \quad (14)$$

учетом соотношений (9), (10), (11) находим разумные границы интервала для коэффициента избыточности в рассматриваемой ФАР при $\theta_0 = 8,7^\circ$:

$K=23,6$ для слабонаправленных излучателей;

$K=2,9$ для излучателей с минимально допустимой шириной ДН для заданного сектора сканирования.

Для излучателей с произвольной величиной раскрытия d/λ зависимость коэффициента избыточности K , рассчитанная по соотношению (8), представлена на рис.9.

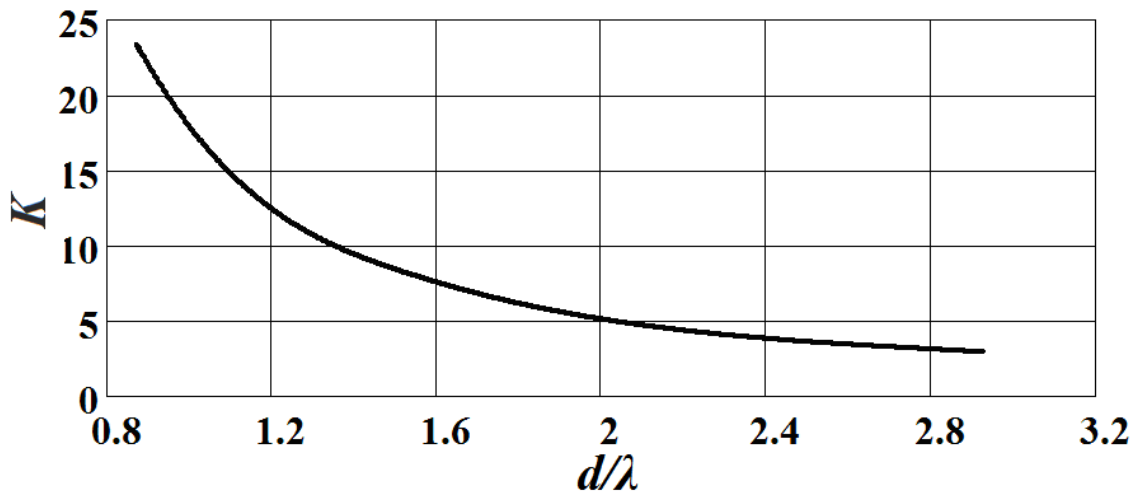
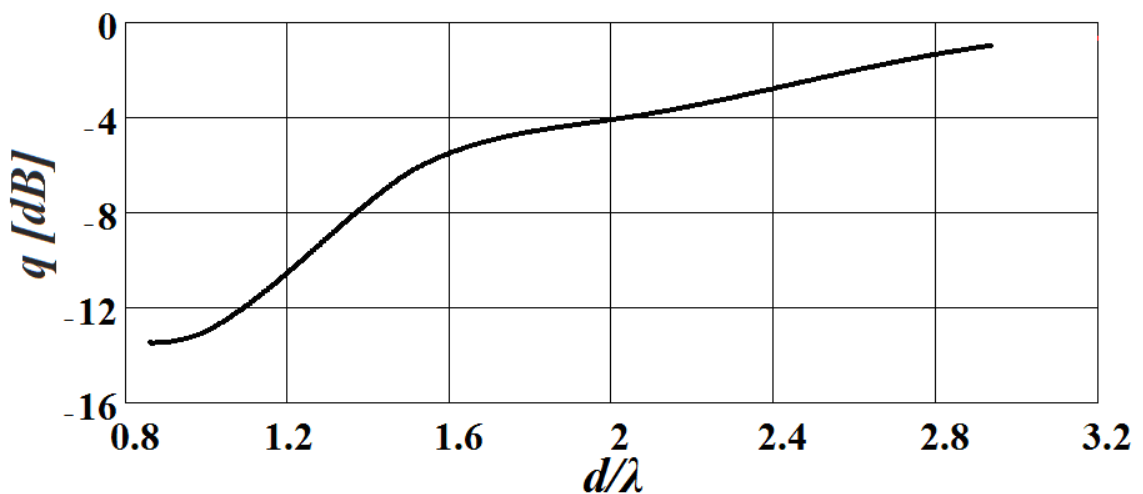
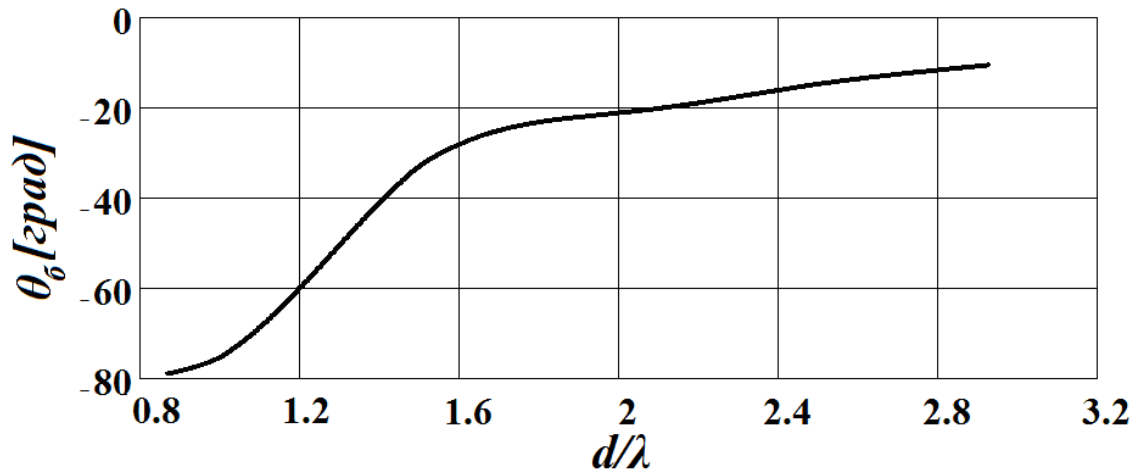


Рис.9. Зависимость коэффициента избыточности K от d/λ .

Понятно, что с увеличением шага решетки (в данном случае размера апертуры излучателя d/λ) в ДН ФАР возникают побочные интерференционные максимумы. С использованием соотношения (6) (т.к. побочные максимумы возникают в данном случае в плоскости XOZ) была рассмотрена зависимость уровня наибольшего интерференционного бокового лепестка q и его угловой координаты θ_0 от d/λ . Соответствующие кривые этих зависимостей приведены на рис. 10(а,б). Как следует из кривых на рис.10, хотя интерференционный максимум в интервале $0,87 \leq d/\lambda \leq 2,93$ и не попадает в сектор обзора $\pm 8.7^\circ$, их уровень может быть значительным и существенно превышать уровень обычных боковых лепестков ФАР.



а)



б)

Рис. 10. Зависимость уровня интерференционного максимума q от расстояния между излучателями а – для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с равномерным расположением излучателей; б – для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с равномерным расположением излучателей.

С использованием кривых на рис. 10 и рис. 9, была рассчитана зависимость коэффициента избыточности K рассматриваемого типа ФАР от уровня интерференционного максимума q . Эта зависимость представлена на рис.11.

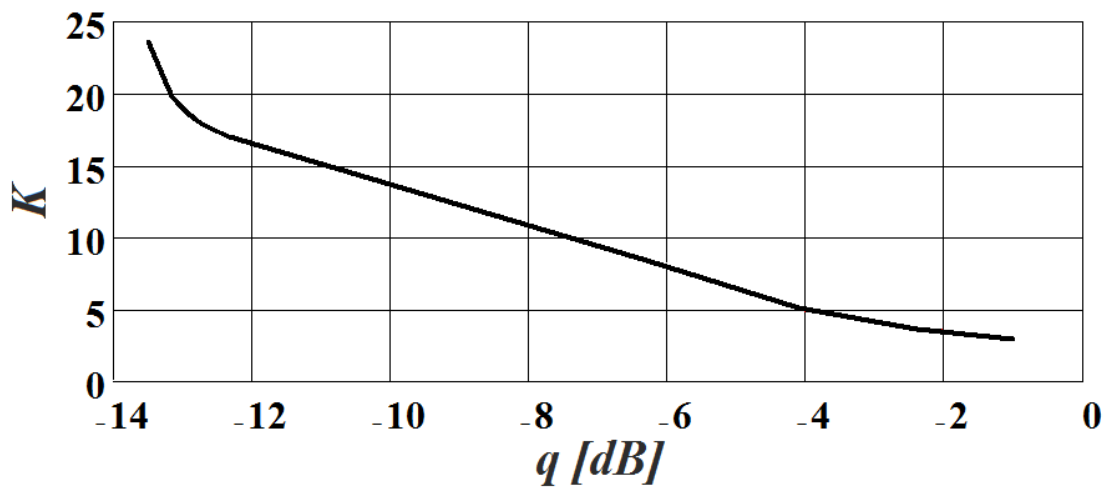


Рис.11. Зависимость коэффициента избыточности K от уровня интерференционного максимума q для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с равномерным расположением излучателей.

Рассматривались также аналогичные характеристики для решетки из квадратных и круглых (конических) рупоров с гексагональной сеткой размещения облучателей (рис.12).

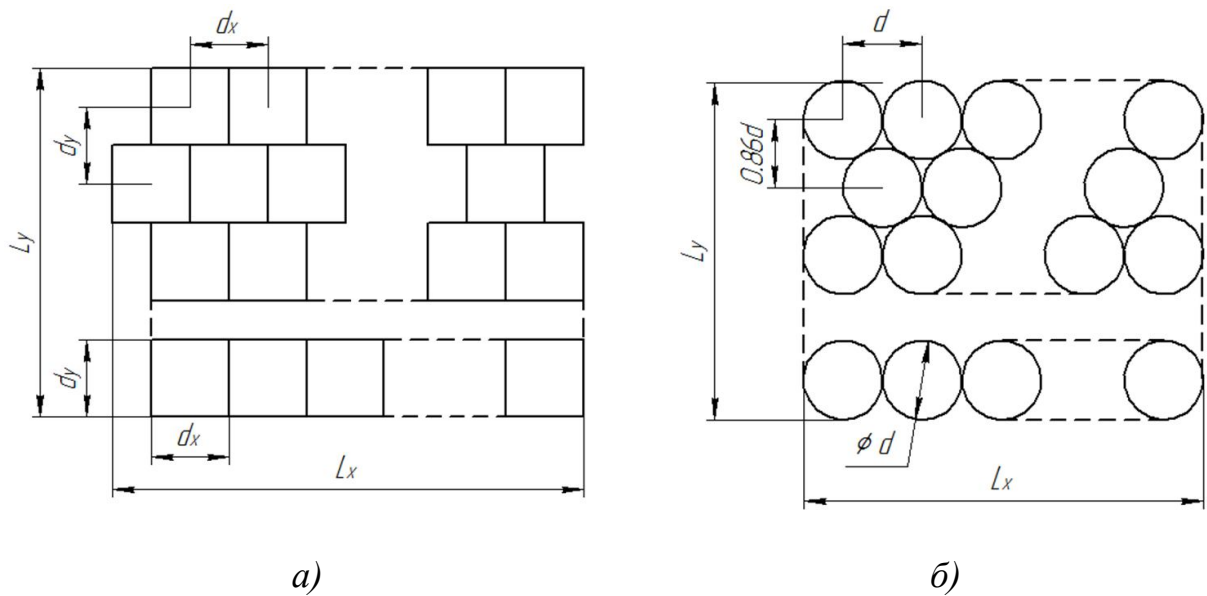
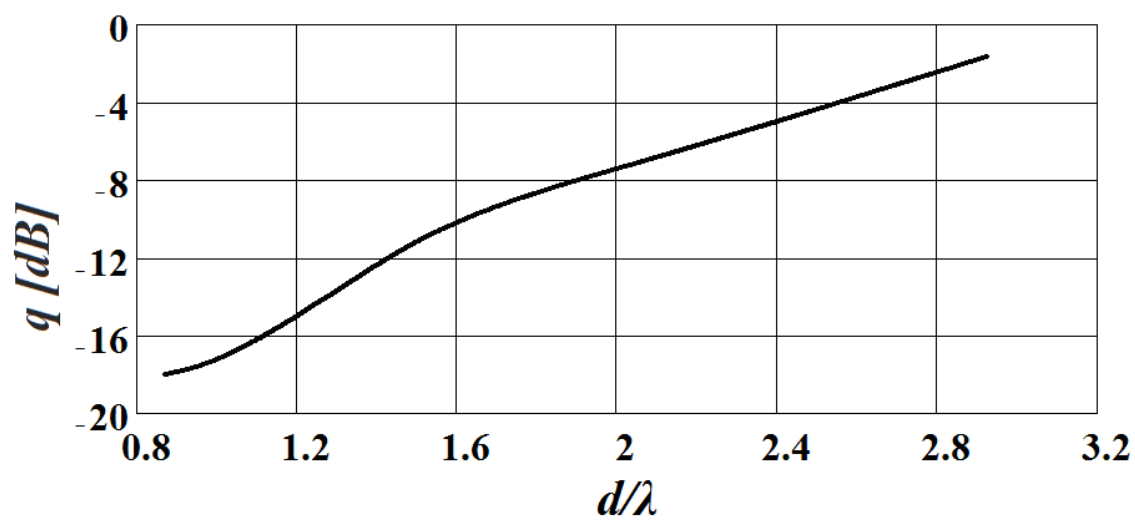
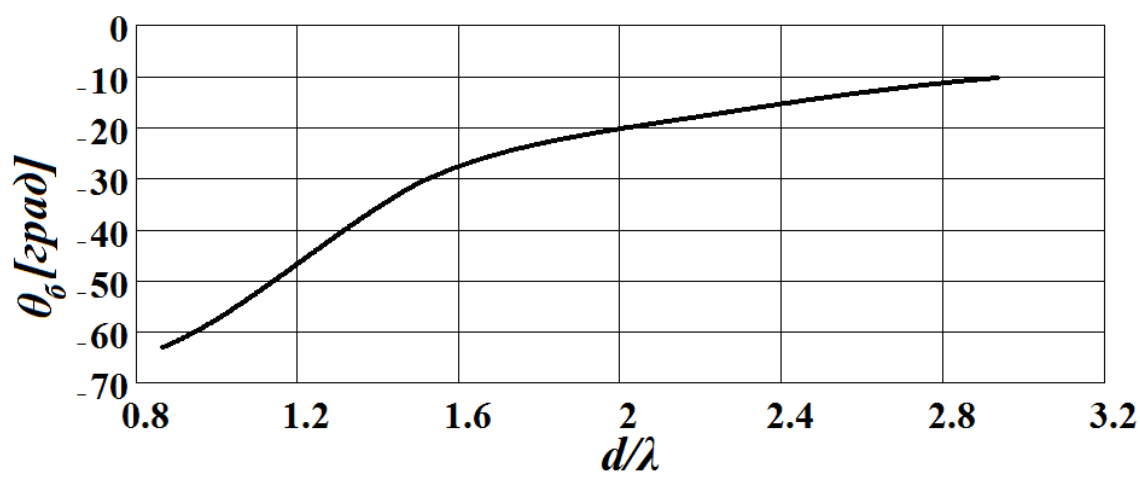


Рис.12. Решетки из пирамидальных (а) и конических (б) рупоров с гексагональной сеткой размещения облучателей.

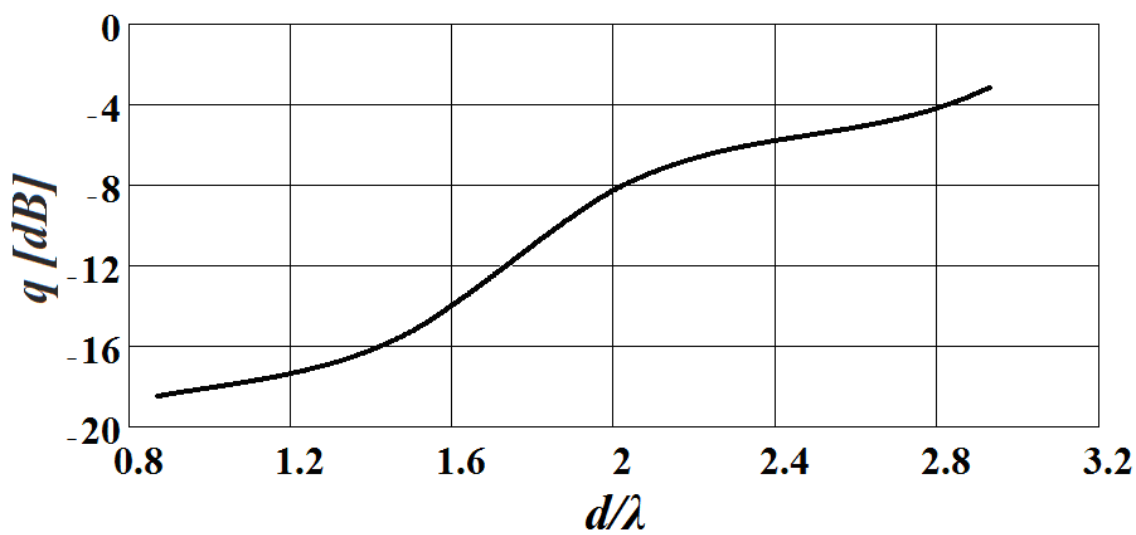
Как известно, гексагональная сетка расположения излучателей позволяет уменьшить уровень интерференционных боковых лепестков в плоскости ZOX . На рис. 13(а,б,в,г) представлены зависимости, аналогичные зависимостям, показанным на рис. 10, для наибольшего уровня интерференционного бокового лепестка.



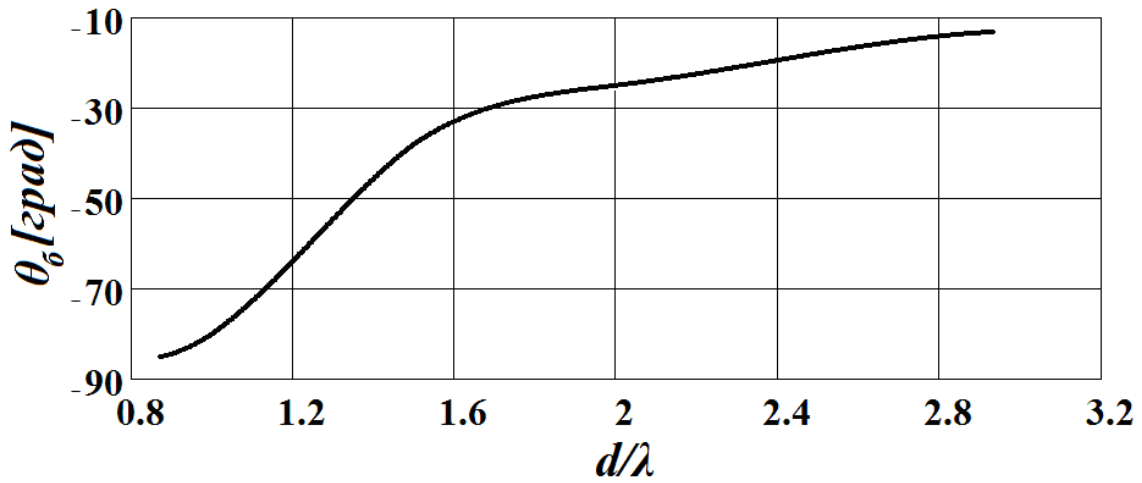
a)



б)



в)



г)

Рис.13. Зависимость уровня интерференционного максимума q от расстояния между излучателями a – для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с расположением их по линейной сетке; б – для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с расположением их по гексагональной сетке; в – для ФАР с квадратной апертурой из круглых элементов с расположением их по гексагональной сетке; г – для ФАР с квадратной апертурой из круглых элементов с расположением их по гексагональной сетке.

На рис. 14 показана зависимость коэффициента избыточности от уровня интерференционного максимума для ФАР с гексагональной сеткой расположения излучателей.

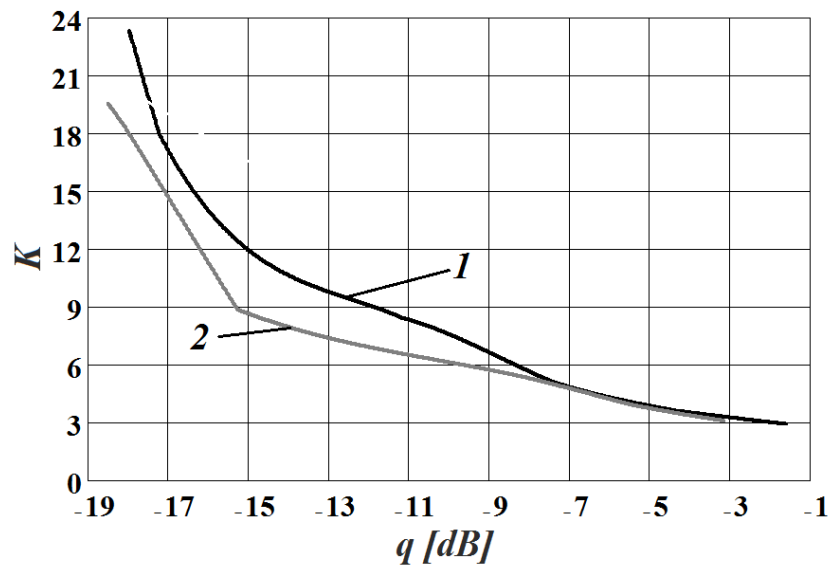


Рис. 14. Зависимость коэффициента избыточности K от уровня интерференционного максимума q . 1 - для ФАР с квадратной апертурой из квадратных элементов с расположением их по гексагональной сетке; 2 - для ФАР с квадратной апертурой из круглых элементов с расположением их по гексагональной сетке.

Сравнение зависимостей, приведенных на рис.11 и рис.14 показывает, что гексагональное размещение излучателей позволяет уменьшить коэффициент избыточности в бортовых ФАР. Дальнейшего снижения коэффициента избыточности можно достичь в ФАР с круглой апертурой, образованной из конических рупорных излучателей. Количество излучателей N в круглой апертуре ФАР подчиняется определенной закономерности и может быть вычислено из соотношений (39) и (40) главы 4 (7, 19, 37 и т.д.). Пример структуры такой ФАР из 19 излучателей показан на рис. 15. На рис. 16 показаны зависимости уровня интерференционного максимума q , его положения и коэффициента избыточности от расстояния между элементами.

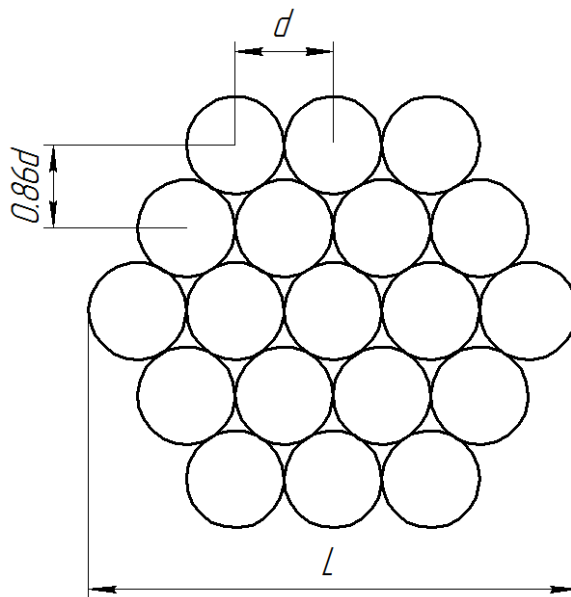
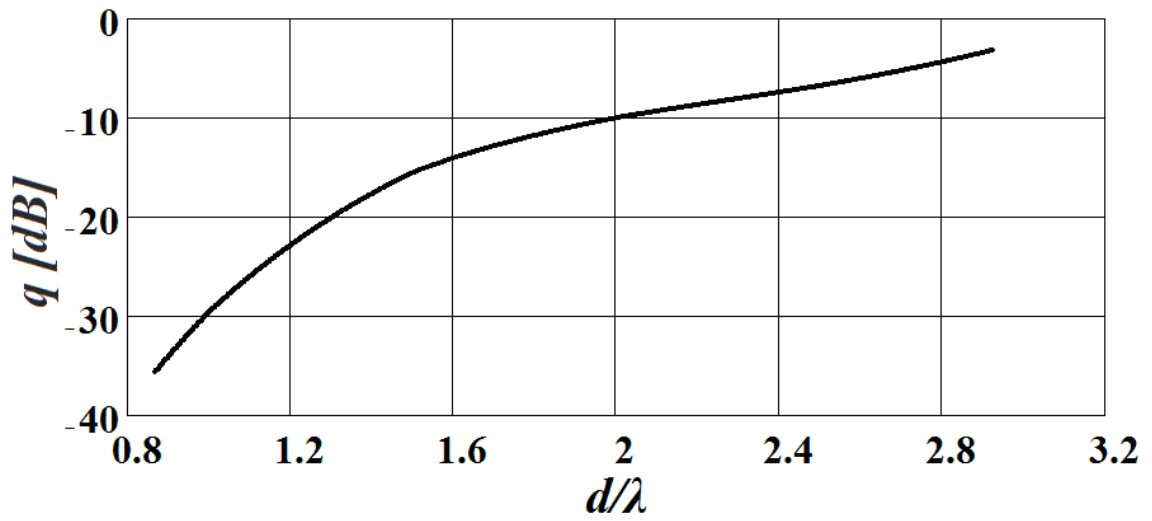
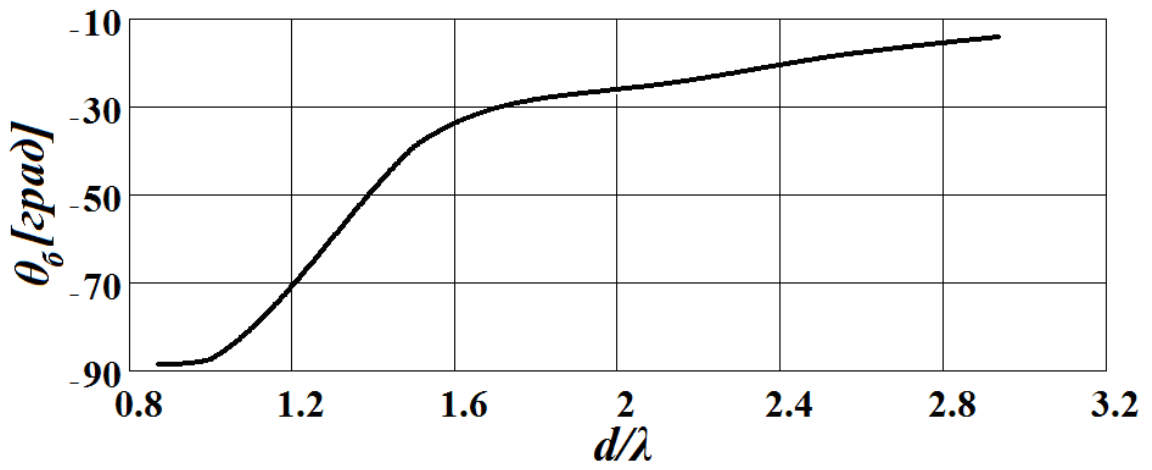


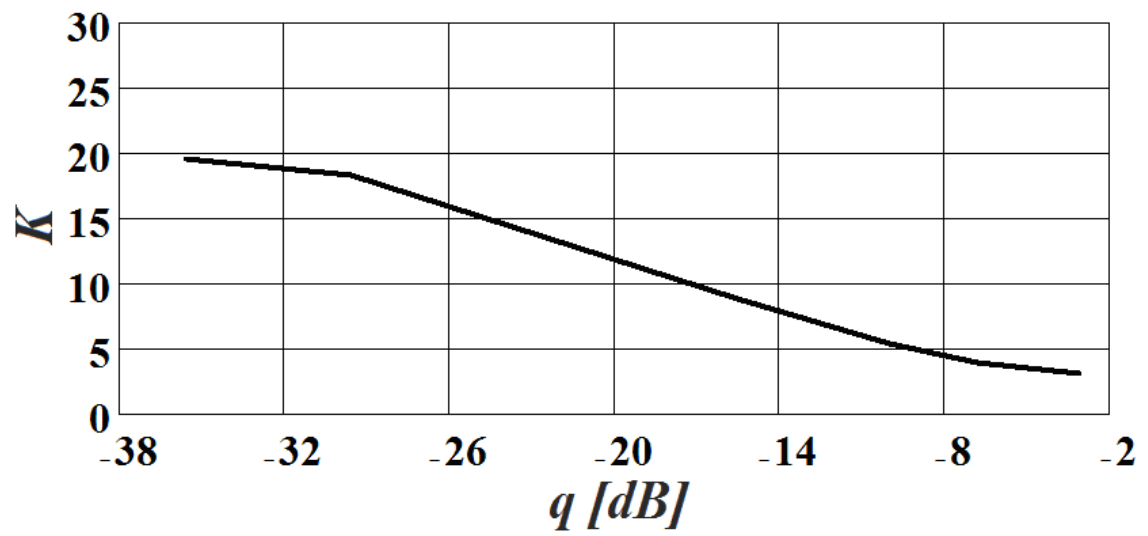
Рис. 15. Структура круглой ФАР из 19 элементов.



а)



б)



в)

Рис. 16. а – зависимость уровня интерференционного максимума q от расстояния между излучателям для круглой ФАР из 19 круглых элементов с

равноамплитудным возбуждением излучателей; b – зависимость положения интерференционного максимума от расстояния между излучателями для круглой ФАР из 19-ти круглых элементов с равноамплитудным возбуждением излучателей; v – зависимость коэффициента избыточности K от уровня интерференционного максимума q для круглой ФАР из 19-ти круглых элементов с равноамплитудным возбуждением излучателей.

Полученные результаты позволяют провести сравнительный анализ коэффициента избыточности в ФАР, предназначенной для систем глобальной спутниковой связи. Эти зависимости показаны на рис. 17.

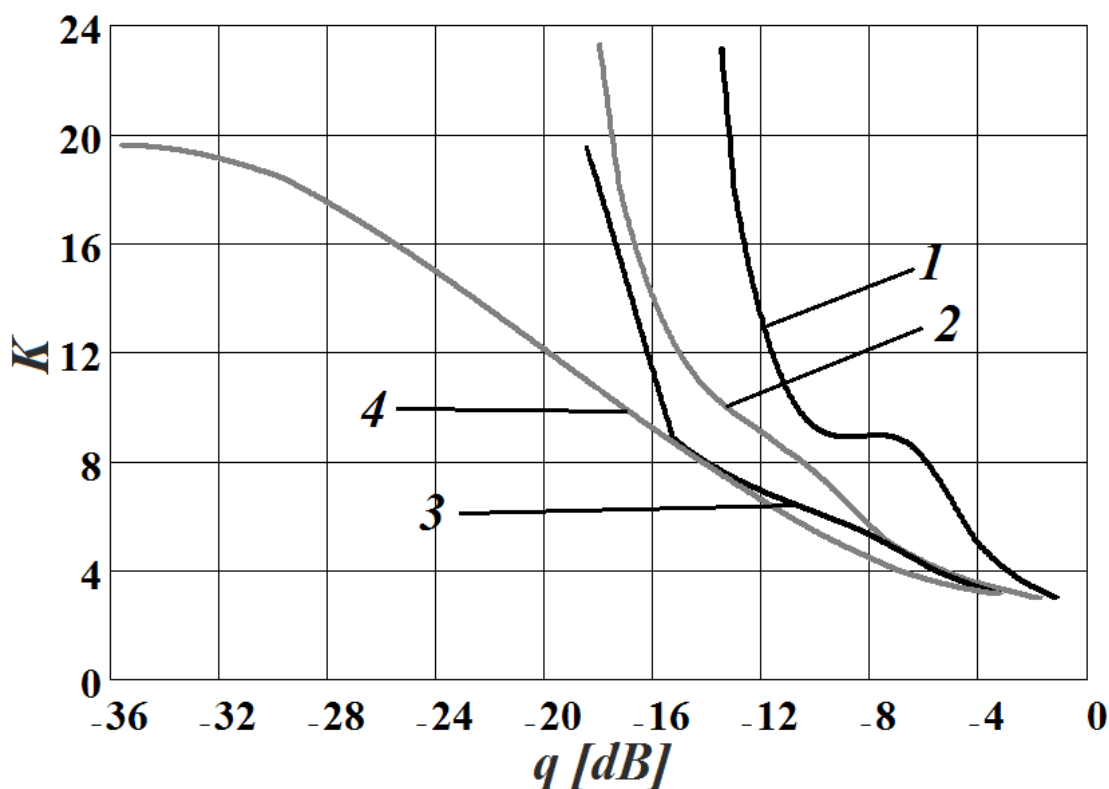


Рис.17 . Зависимость коэффициента избыточности K от уровня интерференционного максимума q . 1- для ФАР с квадратной апертурой из квадратных рупоров с равномерным расположением излучателей; 2 - для ФАР с квадратной апертурой из квадратных рупоров с расположением по гексагональной сетке; 3 - для ФАР с квадратной апертурой из конических рупоров, расположенных по гексагональной сетке. 4 - для ФАР с круглой апертурой из конических рупоров.

Из приведенных кривых следует, что наименьшим коэффициентом избыточности обладает круглая ФАР из конических рупоров.

При уровне интерференционного бокового лепестка, не превышающего -14 дБ, схожими характеристиками обладает прямоугольная ФАР с круглыми излучателями, расположенными по гексагональной сетке. ФАР из прямоугольных излучателей с прямоугольной апертурой, существенно проигрывают аналогичным ФАР из конических рупоров и тем больше, чем жестче требования к уровню интерференционного бокового лепестка.

Проведенный анализ показал, что использовать обычную ФАР в качестве антенной системы для системы глобальной спутниковой связи нецелесообразно. При малом секторе сканирования $\pm 8.7^\circ$, ФАР обладают значительной избыточностью излучателей. Если с целью уменьшения количества излучателей увеличить их апертуру, то неизбежно в ДН ФАР появляется интерференционный максимум. Так, при требуемом КУ 40 дБ для обеспечения величины интерференционных максимумов, не превышающих -13.5 дБ, необходимо более 200 излучателей. Соответственно, при требуемом уровне интерференционного бокового лепестка -20 дБ, коэффициент избыточности увеличивается до 12 даже для ФАР с круглой апертурой из конических рупоров. При этом, коэффициент избыточности лежит в интервале 3 -24, в зависимости от типа излучателей и структуры ФАР. Конструктивно и технологически сложно сделать бортовую ФАР космического аппарата с таким неоправданно большим числом излучателей. Кроме того, для управления большим количеством излучателей требуются значительные вычислительные мощности, что существенно усложняет использование ФАР на космических аппаратах.

Попытка уменьшить количество излучателей в бортовой ФАР приводит к значительному росту уровня интерференционных боковых лепестков. И хотя их направления лежат за пределами сектора обзора Земли,

помехоустойчивость и электромагнитная совместимость ССС при этом значительно ухудшаются.

1.2.3. Многолучевые антенные решётки

Устранить высокий уровень коэффициента избыточности в цифровых и аналоговых ФАР можно с помощью многолучевых антенных решёток (МАР). Известно, что МАР может совмещать в себе преимущества ФАР и зеркальных или линзовых многолучевых антенн [31].

В литературе встречаются ссылки на то, что МАР используются в наиболее сложных и современных ССС, таких как «Thuraya», «Kiku-8» (она же ETS-8) или «Тайком-4» [7,20,32,33]. Рассмотрим эти системы более подробно.

МАР спутника-ретранслятора Thuraya-1 разработана и выведена на орбиту в 2001 году компанией «Thuraya Satellite Telecommunications» [7]. Она представляет собой совмещённую антенну на приём и передачу, состоящую из 128 активных дипольных элементов [32,33], которые с применением методов цифрового диаграммообразования способны формировать многолучевую диаграмму направленности, состоящую из 250 – 300 узких лучей. В развёрнутом состоянии АС Thuraya-1, имеет вид эллипса с диаметрами 16 м и 12,5 м [7,32,33]. Масса данной АС составляет 78 кг, за счёт использования теплостойкого графито-композитного материала. В свёрнутом состоянии АС укладывается в модуль высотой 3,8 м и диаметром 1,3 м. Это осуществляется за счёт использования трубочной конструкции с шарниро-дроссельными сочленениями. Срок службы данной системы составляет 12 лет.

На рис. 18 показан вид спутника Thuraya-1. Этот спутник охватывал территорию примерно между 20° з.д. и 100° в.д., и между 60° с.ш. и 2° ю.ш. В общей сложности это пространство включает 99 стран Азии, Европы и Африки, в том числе, часть России и Украину.

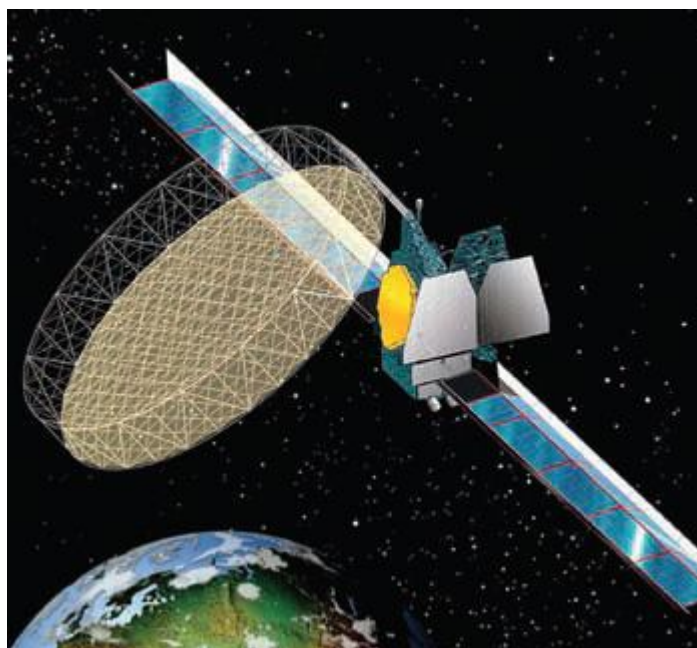


Рис. 18. Спутник-ретранслятор Thuraya-1

АС спутника-ретранслятора Thuraya-1 работает в диапазоне частот от 1525 МГц до 1559 МГц на приём и от 1626,5 МГц до 1660,5 МГц на передачу.

Зная рабочую длину волны и размеры апертуры АС ИСЗ Thuraya-1, из соотношения (4) можно приблизительно вычислить ширину одиночного узкого луча. Учитывая, что АС Thuraya-1 имеет меньший диаметр 12,5 м и работает на частоте приблизительно 1500 МГц, что соответствует длине волны 0,2 м, из соотношения (4) получаем, что максимальная ширина луча этой системы составляет приблизительно 1° . Отметим, что ССС «Thuraya» относится к классу региональных систем и не способна покрывать всю поверхность земного шара.

Существует практика использования в качестве антенных элементов МАР крупноапертурных излучателей (КАИ) [34,35,36] Это позволяет осуществлять диаграммообразование в два этапа. Во-первых, с помощью простейшей аналоговой ДОС в виде зеркала или линзы формируется многолучевая ДН с малым количеством широких (порядка 6°) лучей, а во-вторых, цифровыми методами формируется многолучевая ДН, состоящая из большого количества узких ($0,5^\circ - 1^\circ$) лучей. Количество (M) и ширина узких

лучей зависит от количества КАИ (N) и лучей, формируемых ими (m) ($M = N \times m$). В результате снижаются требования к вычислительным мощностям на формирование многолучевой ДН. Технология КАИ применена в антенной решётке ССС «Тайком-4», выведенного на ГСО в 2005 году. Космический аппарат (КА) «Тайком-4» показан на рис. 19.

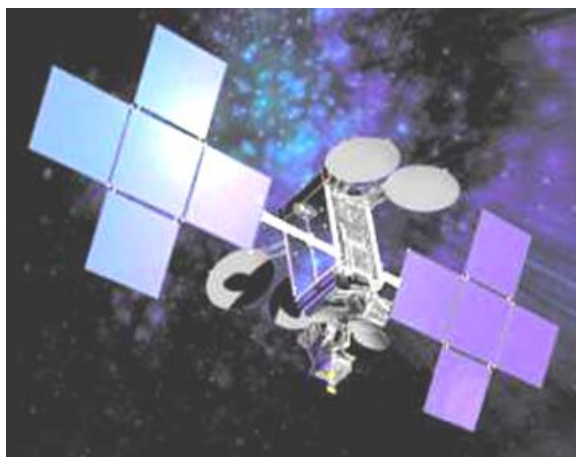


Рис. 19. КА «Тайком-4».

Спутник обеспечивает ретрансляцию сигналов от станций сопряжения, установленных в крупных городах Азии (Шанхае, Джакарте, Бомбее, Куала-Лумпуре, Токио и других – всего планируется 18 станций), на малые земные абонентские терминалы, с антеннами диаметра 1,2 и 1,8 м, в узких и контурных лучах соответственно. На спутнике «Тайком-4» установлено 7 бортовых МА, формирующих 112 узких и контурных лучей в диапазонах Ku (94 луча) и Ka (18 лучей). Эта ССС, так же как и две предыдущих системы, относится к региональному классу. Кроме того, обработка сигнала в ССС «Тайком-4» производится не на борту ИСЗ, а на наземных станциях, что затрудняет развёртывание «сети» в труднодоступных районах Земли.

Создание АС на основе МАР являются достаточно перспективным направлением, так как они позволяют снизить энергетические затраты на формирование многолучевой ДН. Однако, МАР из КАИ таких систем как «Kiku-8» или «Тайком-4» обладают некоторыми недостатками. Самый значительный из них заключается в том, что при расположении большого количества антенных элементов в облучателе КАИ, в силу большого

расстояния от фазового центра крайнего элемента до фокуса КАИ, возможно искажение ДН и снижение КУ на краю сектора обзора.

Одной из наиболее перспективных ССС является система «Milstar-II» [11]. Рассмотрим ее более подробно.

Milstar-II – военный КА (рис. 20), работающий в широком диапазоне частот, включающем и X- и Ka-диапазоны. Для подавления активных помех в Milstar-II применены как сигнальный метод (псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), так и пространственная фильтрация принимаемого сигнала.

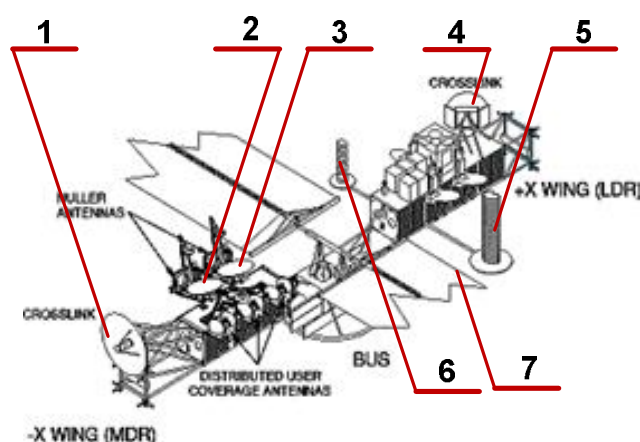


Рис. 20 – Военный КА МО США Milstar-II.

Частотный план ретранслятора Milstar-II включает в себя частоты: 225...400 МГц, 7/8 ГГц, 20/40 ГГц и 60 ГГц.

На рис. 20 поз. 1 и 4 обозначены антенны, работающие в диапазоне 60 ГГц, поз. 2 и 3 – адаптивные приемные антенны, работающие в полосе 43,5...45,5 ГГц, поз. 5 и 6 – антенны диапазона 225...400 МГц. Адаптивные антенны размещены на карданных подвесах и могут освещать поверхность земли в пределах глобального луча от 65° с.ш. до 65° ю.ш.

Установленная на КА Milstar Block-I F4 аппаратура низкоскоростной передачи данных LDR-4 выполняет уникальные функции бортовой обработки и маршрутизации сигналов. Пользователи терминалов могут связываться с другими пользователями в пределах одного парциального луча или с пользователями, расположенными в других лучах MDR-антенны от

любого из спутников Milstar-II, поскольку бортовой цифровой маршрутизатор ретранслятора устанавливает и поддерживает соединения как в одном луче, так и в разных лучах.

От каждого луча на линии «вверх» MDR-аппаратура ретранслятора Milstar обрабатывает данные, сортируя и маршрутизируя их к соответствующим лучам на линии «вниз». Если адресат найден за пределами зоны обслуживания космического аппарата, осуществляется маршрутизация сообщения через МЛС на другой космический аппарат. Бортовая цифровая платформа управляет всеми ресурсами MDR-аппаратуры ретранслятора (линии «вверх», линии «вниз»), используемых для организации связи, а также динамически изменяет тракт маршрутизации данных, исходя из запросов пользователей, реализуя функции «коммутатор в космосе». Кроме того, бортовое программное обеспечение выполняет координацию всех космических аппаратов Milstar между собой через антенны, обозначенные на рис 20 цифрами 1 и 4, для обеспечения глобальной связи без промежуточных наземных станций.

Наибольший интерес представляют технические решения, использованные при создании адаптивных антенн. Необходимо отметить, что алгоритм работы процессора для адаптивного управления ДН и формирования нулей в направлении на помеху, был разработан относительно давно. Однако только в начале 90-х годов появились новые технологии в микроэлектронике, которые позволили спроектировать полностью автономную самонастраивающуюся адаптивную антенну, достаточно легкую и компактную, чтобы можно было установить её на космический аппарат.

Одна из двух идентичных адаптивных антенн Milstar-II показана на рис. 21. Антенна представляет собой гибридно-зеркальную антенну (ГЗА), выполненную по офсетной схеме Кассегрена с зеркалом диаметром 1 м (позиция 2 рис. 20), облучаемым 13-и элементной АР (позиция 3).

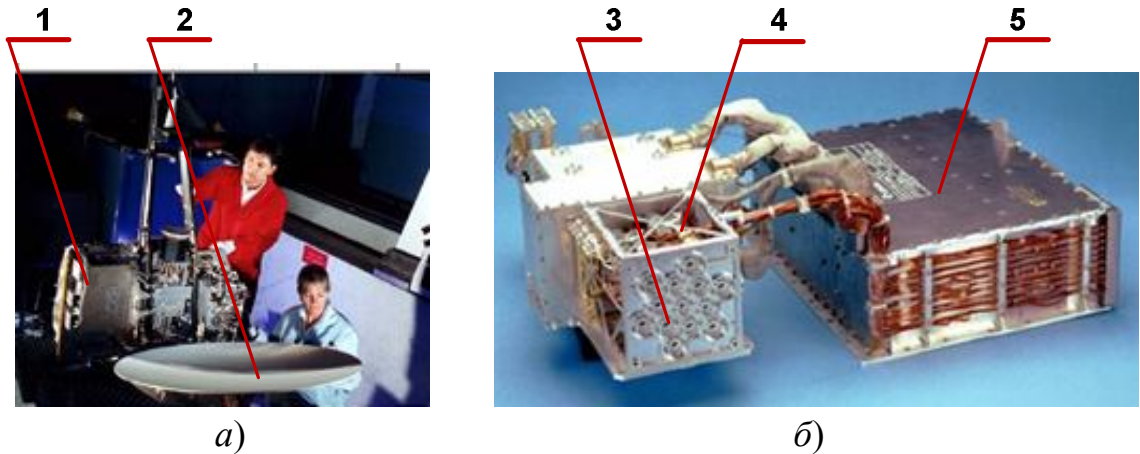


Рис. 21– Адаптивная антенна космического аппарата Milstar-II.

Антенна работает в полосе частот 2 ГГц в диапазоне 43,5...45,5 ГГц, позволяющем применить переход на промежуточную частоту, при котором рабочая частота полезного сигнала изменяется псевдослучайным образом.

ДН антенны сформирована в виде 13-ти узких лучей с шириной луча $1,2^\circ$. Суммарная зона обзора всех лучей одной антенной составляет 5° (рис. 22). Для расширения зоны обзора предполагается использование второй антенны.

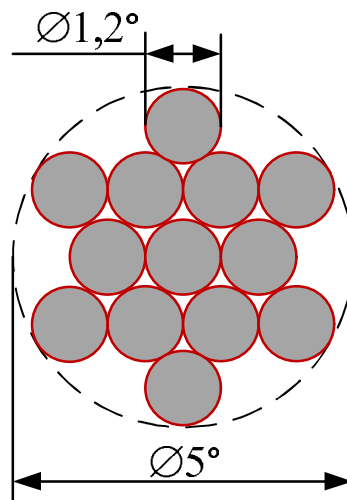


Рис. 22. Зоны обслуживания одной адаптивной антенны Milstar-II.

Корреляционный приемник постоянно контролирует каждый из 13 входов облучателя антенны, определяя присутствие помехи и вычисляет ошибки весов в основной полосе частот. Сигналы ошибки с выхода

коррелятора поступают на цифровой адаптивный процессор (поз. 5), который изменяет значения управляемых весовых коэффициентов устройства формирования ДН. По мере уменьшения ошибок весов, поступающих из коррелятора в процессе настройки, в ДН антенны в направлении на помеху формируется нуль.

Компании Lockheed Martin Missiles and Space, Hughes Space and Communications и TRW Space and Electronics совместно разрабатывают КА связи для МО США следующего поколения, работающего на крайне высоких частотах (Extremely High Frequency, EHF).

Эти частоты занимают промежуток от 30 до 300 ГГц, что соответствует 11-му диапазону по международному регламенту радиосвязи. В 11-м диапазоне лежат спутниковые диапазоны Ka-, Q- и V-диапазоны.

Система Advanced EHF будет совместима с аппаратурой РТР КА Milstar-II для обеспечения плавного перехода от одного поколения КА связи к другому. Поэтому каналы связи «Земля↔борт» работает на частоте 43,5...45,5 ГГц, а канал «Борт↔Земля» на частоте 20,2...22,2 ГГц. Межспутниковый обмен осуществляется на частоте 60 ГГц. Зоны обзора располагаются между 65° с.ш. и 65° ю.ш.

Новое поколение КА связи будет иметь значительно более высокие характеристики, чем у КА Milstar-II. Каждый КА Advanced EHF должен обеспечивать более чем 50 каналов для одновременной голосовой связи, передачи видеоизображений и данных о целях со скоростью до 8,2 Мбит/с. Для сравнения, на Milstar-I имеется 192 канала с пропускной способностью от 75 до 2400 бит/с, а на Milstar-II имеется дополнительно 32 канала со скоростью передачи до 1,544Мбит/с.

Если судить по опубликованным данным (рис. 23), то КА АЕНФ будут иметь в качестве базы платформу Advanced A2100 компании Lockheed Martin.

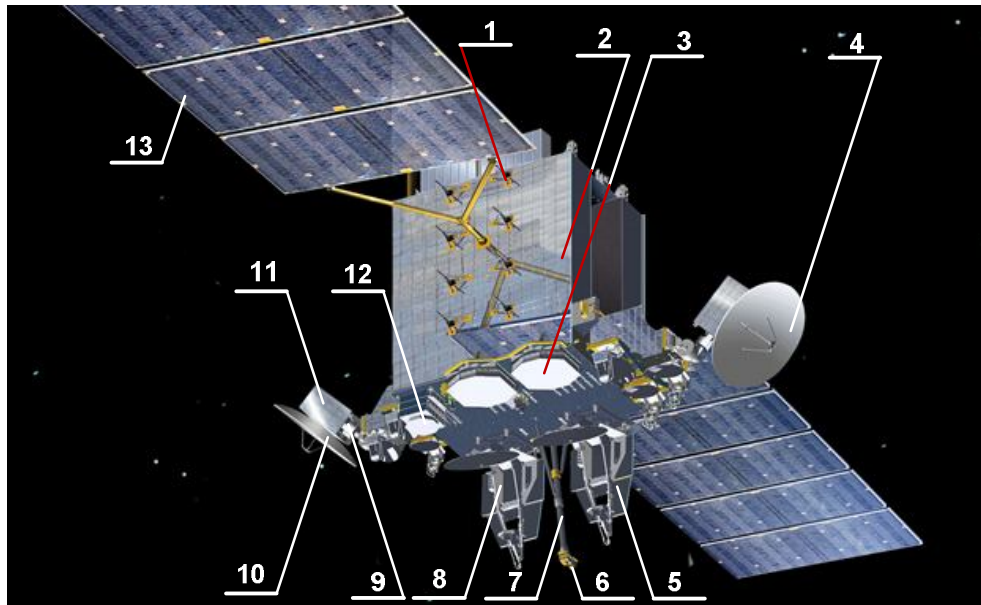
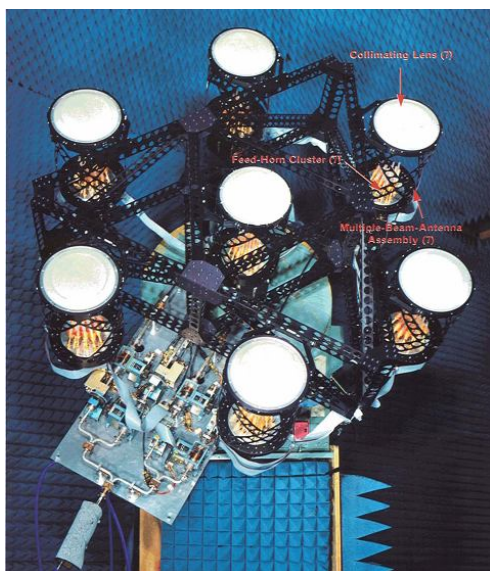


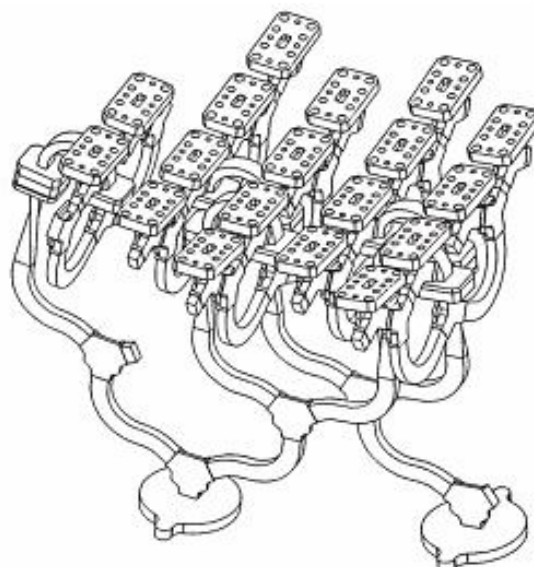
Рис. 23 – КА Advanced EHF на платформе компании Lockheed Martin.

На рис. 23 обозначено: 1 – штыри для фиксации солнечных батарей; 2 – сотовые панели приборного отсека РТР АЕНФ; 3 – линзовые приемные антенны диапазона 7/8 ГГц; 4, 10 – двухзеркальные антенны МЛС; 5, 8 – адаптивные антенны; 6 – зачековка на штанге крепления больших зеркал адаптивных антенн; 7 – штанга крепления больших зеркал адаптивных антенн; 9 – карданный вал с вращающимся сочленением МЛС; 11 – приемо-передатчик МЛС; 12 – линзовая передающая антенна диапазона 7/8 ГГц; 13 – солнечные батареи.

Адаптивная антенна КА АЕНФ, по крайней мере, первого КА заимствована с КА Milstar-II. Но прорабатывается и другой вариант адаптивной антенны, который, возможно, будет использован в следующей модификации КА Advanced EHF. Это многолучевая адаптивная антенная решетка (рис. 24), работающая в диапазоне 43,5...45,5 ГГц, состоящая из 7и многолучевых антенн, каждая из которых выполнена в виде многолучевой длиннофокусной линзовой антенны. Линзовая антенна имеет облучатель, состоящий из 19и рупорно-волноводных излучателей, и может формировать до 19и независимых лучей. Общее число лучей в антенне 127 [37].



а)



б)

Рис. 24 – Общий вид антенны (а) и её волноводного тракта (б)

Применение всего 7и КАИ, как показано на рис. 24а, приводит или к расширению каждого луча примерно в 7 раз в случае коммутации лучей, или к появлению побочных главных максимумов, которые предполагается подавлять специальной адаптивной системой.

Таким образом, практически весь ресурс адаптации в данной схеме при использовании ее в режиме ФАР расходуется для ослабления побочных интерференционных боковых лепестков.

Возможным способом увеличения зоны обзора земной поверхности остронаправленным лучом МАР, является возрастание спутниковой группировки, что приводит к увеличению стоимости ССС. В таблице 3 приведены зависимости стоимости различных ССС от количества спутников в группировке.

Таблица 3.

Компания	Система	Орбита	Охват	Количество спутников	Инвестиции, млрд дол.
Loral	Cyber-star	ГСО	Ограниченный, глобальный	3	1,05
Hughes	Galaxy/ Space-way	ГСО	Глобальный	20	5,1
GE Americom	GE*Star	ГСО	Ограниченный, глобальный	9	4
Morning Star	Morning	ГСО	Нет данных	4	0,82
Teledesic	Teledesic	НКО	Глобальный	286	9

Эти зависимости показывают, что увеличение количества геостационарных спутников в спутниковой группировке для повышения области охвата ССС, ведёт примерно к линейному увеличению стоимости всей системы. Поэтому, при прочих равных условиях, целесообразно иметь бортовую АС с максимальным сектором обзора. При этом, минимальное количество ИСЗ для глобальной ССС составляет 2 – 3.

Основываясь на выше приведённых результатах обзора и анализа, можно сделать следующие выводы в отношении требований, предъявляемых к существующим и разрабатываемым антенным устройствам ССС. К антенным устройствам ССС предъявляются достаточно жёсткие требования к характеристикам направленности, энергетики, гибкой адаптации к возможным помехам, а также к массогабаритным и эксплуатационным параметрам.

Перспективным направлением разработки антенных устройств для систем глобальной спутниковой связи является разработка многолучевых антенных решёток с коническим сектором обзора (с углом при вершине $8,7^\circ$) с КУ в пределах этого сектора от 35 до 60 дБ (в зависимости от частотного диапазона). Эти антенны должны обладать минимально возможными массогабаритными характеристиками (в своем частотном диапазоне) и иметь минимальное количество антенных элементов и обладать возможностями формирования цифровых многолучевых ДН. Кроме того, срок активного использования бортовой антенной системы для глобальной спутниковой связи должен составлять не менее 15 лет.

Однако, разработанные к настоящему времени многолучевые зеркальные и линзовые антенны, не в полной мере удовлетворяют вышеперечисленным требованиям, особенно в плане обеспечения заданного сектора обзора и минимальных массогабаритных параметров.

В значительно большей степени выше приведенным требованиям удовлетворяют МАР, построенные на основе КАИ, с цифровыми методами

формирования сигнала. Но вопросы разработки КАИ и многолучевых антенн из них недостаточно изучены и требуют дальнейшего развития, особенно в высоких диапазонах частот, таких как X и Ka. Решения этих задач рассматривается в следующих главах настоящей работы.

Глава 2. Многолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решетки системы спутниковой связи

В разделе 1.2.2 были рассмотрены возможности построения ФАР из КАИ, предназначенных для обеспечения глобальной зоны обзора. На основе подобных ФАР могут быть созданы многолучевые антенные решетки из КАИ. Однако подобные МАР обладают рядом существенных недостатков. Одним из способов устранения основных недостатков таких МАР является разработка более оптимального («квазиоптимального») КАИ, ДН которого в большей степени приближена к ступенчатой форме (рис 25 а,б).

Квазиоптимальный КАИ может быть построен либо на основе зеркальных антенн с одним входом, формирующих максимально ступенчатую однолучевую ДН с шириной луча равной сектору обзора, в рассматриваемом случае $2\theta_{0,7} = 17,4^\circ$, либо на основе многолучевых зеркальных антенн, контур лучей которых, в максимальной степени повторяет ступенчатую ДН, в рассматриваемом случае покрывающих конический сектор обзора с углом при вершине $8,7^\circ$. Схемы построения зеркальных КАИ показаны на рис. 25.

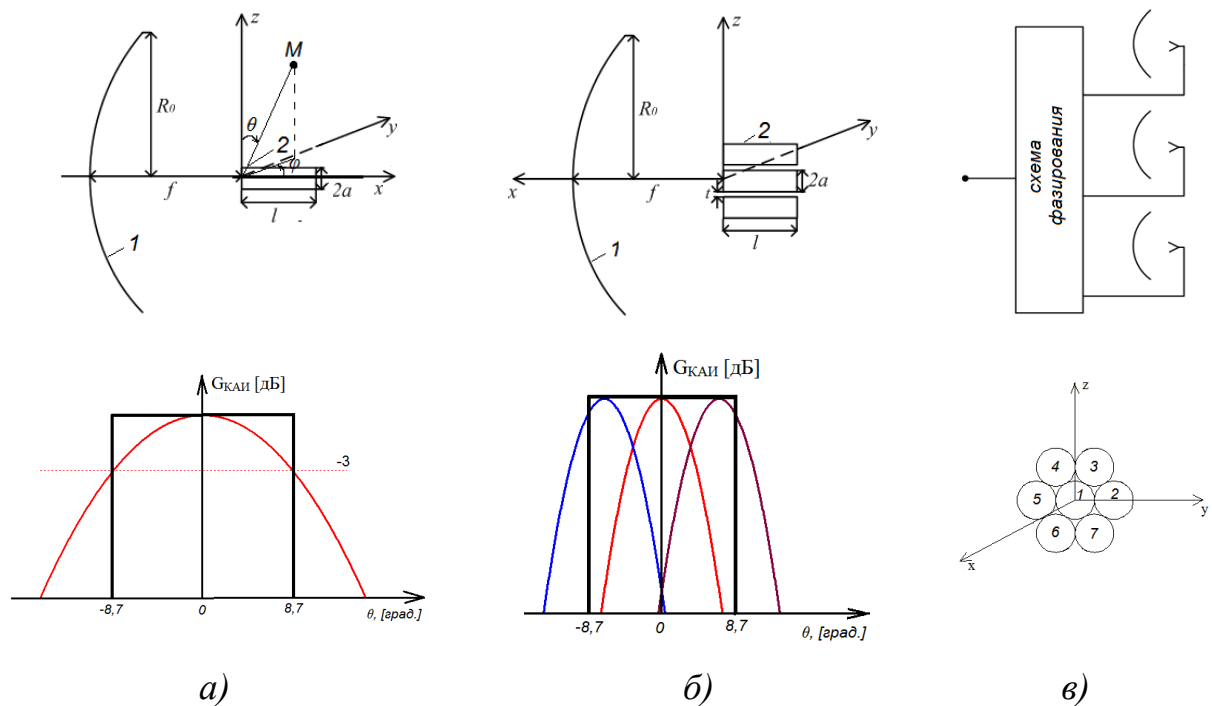


Рис. 25. а – простейшая схема однолучевого КАИ и его ДН; б – простейшая схема многолучевого КАИ и его ДН в масштабе КУ; в – схема КАИ на основе ФАР (вид сбоку, вид сверху).

В первом варианте используется специальный профиль зеркала, позволяющий сформировать максимально ступенчатую ДН с КУ $G_{КАИ} = G_{МАР}/N_{МАР}$ (где $G_{КАИ}$ – КУ КАИ, $G_{МАР}$ – КУ МАР, с числом излучателей $N_{МАР}$) (рис. 25а). Вопросы построения квазиоптимального зеркального КАИ с одним входом рассмотрены в работе [38]. Во втором варианте КАИ представляет собой параболическое зеркало 1, в фокальной плоскости которого располагается n -элементный облучатель 2, имеющий n независимых входов (рис. 25б). В однолучевом квазиоптимальном КАИ в фокальной плоскости располагается одиночный или многоэлементный облучатель, имеющий один вход и достаточно сложную систему питания для формирования максимально ступенчатой ДН.

На рис. 25в показана ещё одна реализация КАИ, составленного из n зеркал, в каждом из которых имеется свой облучатель. Для управления ДН такого КАИ используется цифровая схема фазирования. Подобная схема, по сути, представляет собой ФАР из КАИ, состоящего из n более малых зеркальных антенн, и является аналогом ФАР со своими достоинствами и недостатками, о которых говорилось в предыдущей главе.

В КАИ из многолучевых зеркальных антенн (рис. 25б) одно и то же зеркало используется для формирования квазиоптимальной ДН и, в этом плане, такая схема более перспективна по сравнению с однолучевой квазиоптимальной антенной как в плане осуществления последующей адаптации сигнала, так и с точки зрения возможности формирования более высокого уровня КУ в требуемом секторе обзора.

2.1. Однолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель

Оценим параметры однолучевого зеркального КАИ. Такой КАИ, при условии использования простейших профилей зеркал и простейших облучателей, прост в изготовлении и обладает низким уровнем затенения зеркала облучателем. Радиус (R_0) такого КАИ можно вычислить из соотношения

$$R_0 = K \frac{\lambda}{2 \cdot 2\theta_{-3\text{дБ}}} \approx 70 \frac{\lambda}{2 \cdot 17,4} \approx 2,01\lambda, \quad (15)$$

где λ – длина волны, $2\theta_{-3\text{дБ}}$ – ширина луча по уровню -3дБ, $K \approx 70$, для зеркальных антенн, а фокусное расстояние приблизительно вычисляется как $f = 0,7R = 2,81\lambda$.

Однако, однолучевой КАИ обладает рядом недостатков, важнейшим из которых является низкий уровень КУ. Это, в свою очередь, приводит к необходимости увеличивать количество излучателей в МАР, так для формирования МАР с круглой апертурой и с шириной луча от $0,5^\circ$ до 2° в соответствии с соотношениями (39) и (40) главы 4 потребуется значительное количество излучателей (от 61 до 919 КАИ с радиусом зеркала $R \approx 2\lambda$). Другим недостатком является то, что ширина ДН однолучевого (не оптимизированного по крутизне ската ДН) зеркального КАИ составляет по уровню -3 дБ $17,4^\circ$, вследствие чего в периферийной части рельефа КУ будет наблюдаться значительное падение КУ, достигающее -3 дБ на границе сектора обзора (рис. 26).

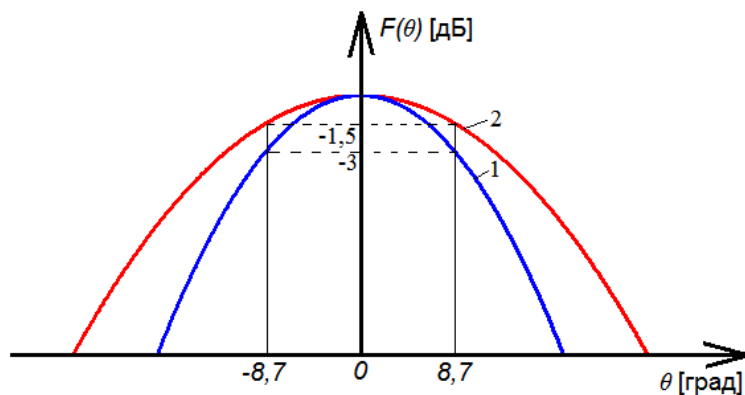


Рис. 26. ДН однолучевого зеркального КАИ.

Уменьшить это падение можно с помощью расширения ДН. Но при этом должны быть уменьшены габариты отдельного КАИ и, как следствие, увеличено требуемое количество излучателей в МАР для формирования прежней ширины ДН МАР. А это, в свою очередь, приведёт к значительному увеличению требуемых энергетических и вычислительных мощностей.

В связи с этим перспективным направлением является исследование способов минимизации количества КАИ в МАР для ССС.

2.2. Многолучевой зеркальный крупноапертурный излучатель

Одним из методов минимизации излучателей в МАР является использование многолучевых КАИ. Помимо минимизации количества излучателей, многолучевые КАИ позволяют уменьшить падение КУ в заданном коническом секторе обзора.

В многолучевом КАИ (рис. 25б) параболическое зеркало 1 выполняет функцию простейшей аналоговой диаграммообразующей схемы (ДОС) многоэлементного кластерного облучателя, расположенного в фокальной плоскости зеркала. Количество лучей, формируемых таким КАИ, напрямую зависит от количества элементов в облучателе. Для покрытия конического сектора обзора, многоэлементный облучатель должен иметь осесимметричную или близкую к ней конфигурацию. На рис. 27(а,б,в) представлены возможные простейшие конфигурации облучателя, состоящего из круглых волноводов с числом волноводов от 3 до 19. Разработка более сложных конфигураций облучателей с целью формирования более оптимальных по форме ДН многолучевых КАИ хотя и представляет значительный интерес, однако, применение таких облучателей нецелесообразно при использовании зеркал с малыми габаритами из-за большого затенения зеркала. Поэтому ниже, применительно к зеркальному КАИ, рассматривается задача обеспечения оптимальной конфигурации облучателя из набора, представленного на рис. 27(а,б,д). В главе 3

рассматриваются также линзовые КАИ с облучателями, представленными на рис. 27(в,г).

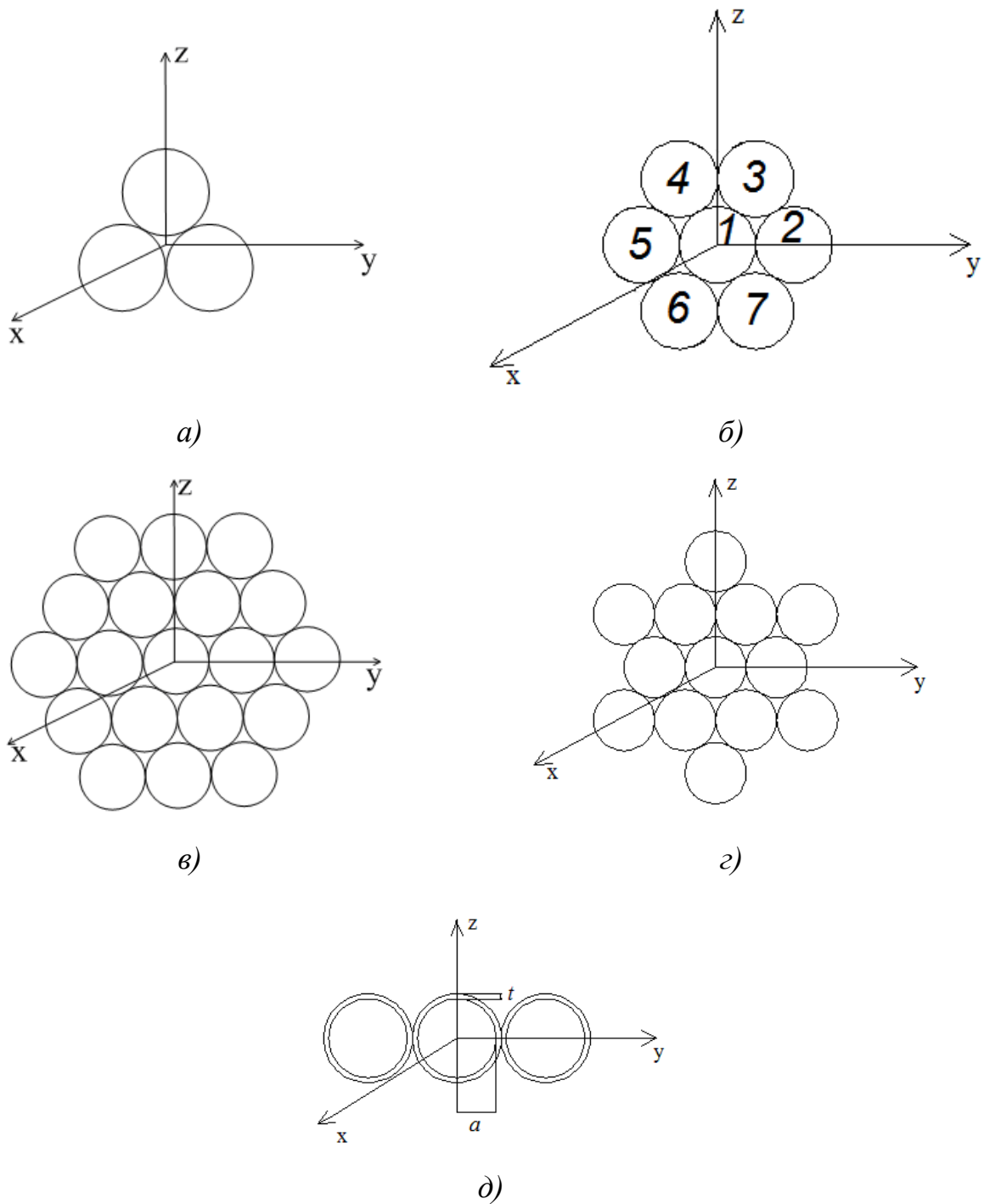


Рис. 27. Возможные схемы компоновки осесимметричного облучателя, состоящего из n круглых волноводов (а,б,в), схема близкая к осесимметричной (г), и схема компоновки излучателей, используемая при промежуточном моделировании (д).

2.2.1. Приближённый расчёт геометрических параметров многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя

Приближённые размеры многолучевых КАИ вычисляются аналогично размерам однолучевого КАИ. Так, для трёхлучевого КАИ с облучателем, состоящим из трёх круглых волноводов, изображённых на рис. 27д, из соотношения (15) (с учётом того, что $2\theta_{-3дБ} \approx 17,4^\circ/3 = 5,8^\circ$) радиус зеркала приблизительно равен

$$R_0 = K \frac{\lambda}{2 \cdot 2\theta_{-3дБ}} \approx 70 \frac{\lambda}{2 \cdot 5,8} \approx 6,04\lambda, \quad (16)$$

а фокусное расстояние $f = 0,7R = 4,2\lambda$. На рис. 28а схематически показан такой КАИ, а на рис. 28б примерный вид ДН в одном из сечений при независимом возбуждении каждого волновода в облучателе, показанном на рис. 27д.

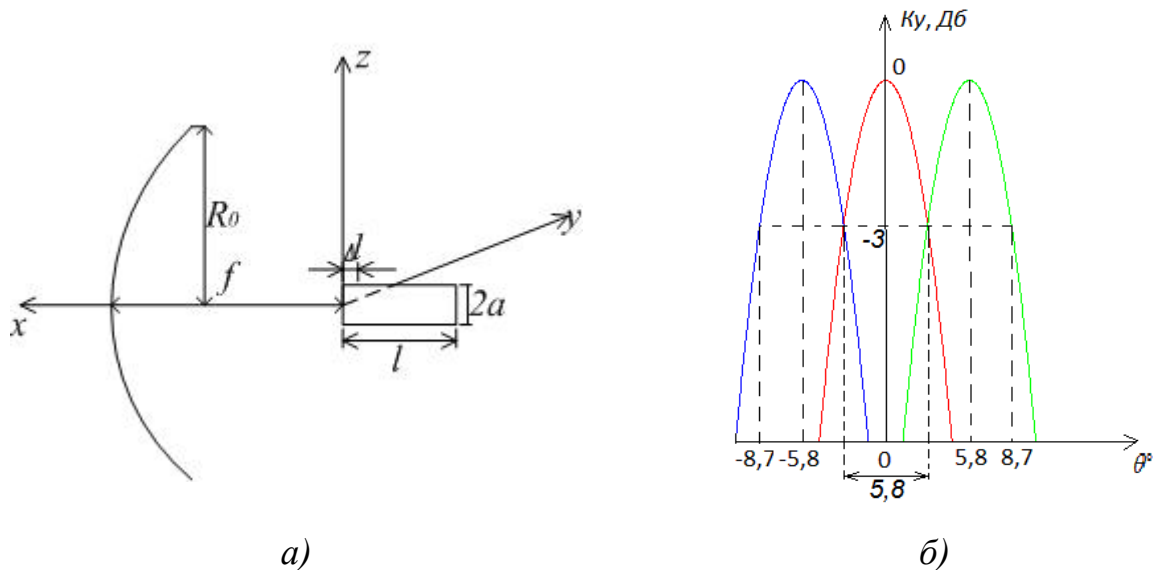


Рис. 28. а – схематическое изображение зеркального излучателя; б – ДН зеркального излучателя.

Оптимизация КАИ проводилась в несколько этапов. На первом этапе оптимизации многолучевого зеркального КАИ МАР для ССС в первую очередь рассматривалась минимизация количества элементов в его облучателе, а также определение максимального КУ в секторе обзора.

2.2.2. О минимальном количестве излучателей в облучателе крупноапертурного излучателя

Величину минимального количества элементов в облучателе n_{min} можно приблизительно определить из условия равенства или превышения суммарного телесного угла, занимаемого n лучами, заданного телесного угла обзора. Обозначим через $\psi_{обз}$ угол при вершине конуса обзора, а через θ_q^m – половину ширины ДН m -ого луча по уровню q (дБ). Предполагая, что телесный угол, занимаемый основным лепестком m -ой ДН на уровне q дБ, равен телесному углу конуса вращения с углом при вершине θ_q^m (рис. 29), получаем следующие соотношения для определения n_{min} [39,40]

$$\Omega_{обз} \leq \sum_{m=1}^{n_{min}} \Omega_q^m, \quad (17)$$

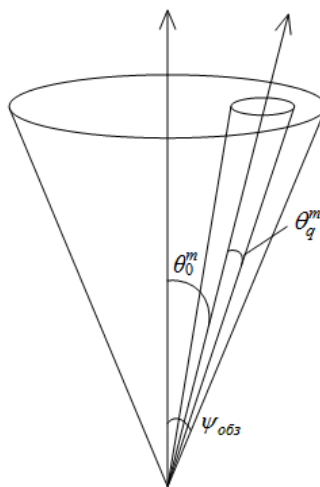


Рис. 29. К вопросу определения минимального количества отдельных элементов в облучателе.

где

$$\begin{aligned} \Omega_{обз} &= 2\pi(1 - \cos(\psi_{обз})), \\ \Omega_q^m &= 2\pi(1 - \cos(\theta_q^m)), \end{aligned} \quad (18)$$

соответственно, телесные углы (в стерadianах), занимаемые сектором обзора и лучом m -той ДН. Учитывая, что

$$\theta_q^m = K_q \frac{\lambda}{4R_0} \cdot \frac{\cos(\theta_0^m) + 1}{2\cos(\theta_0^m)}, \quad (19)$$

где K_q – коэффициент пропорциональности между шириной ДН зеркальной антенны и радиусом апертуры зеркала R_0 , а θ_0^m – направление максимума m -той ДН, из (17-19) получаем

$$\sum_{m=1}^{n_{\min}} (1 - \cos(K_q \frac{\lambda}{4R_0} \cdot \frac{\cos(\theta_0^m) + 1}{2\cos(\theta_0^m)})) \geq 1 - \cos(\psi_{\text{обз}}). \quad (20)$$

На рис. 30 представлены расчётные зависимости коэффициента K_q и $n_{\min}$ от уровня пересечения q соседних лучей для осисимметричной зеркальной антенны с числом облучателей 3, 7, 13, 19. При расчете зависимостей K_q и $n_{\min}$ предполагалось, что уровень пересечения соседних лучей q определяется в точке касания соседних лучей на этом уровне (рис. 31а). Однако, при такой конфигурации взаимного расположения лучей не обеспечивается полное перекрытие сектора обзора многолучевыми ДН. Поэтому для обеспечения всей зоны перекрытия $\psi_{\text{обз}}$ соседние три луча должны пересекаться на другом уровне q' , как показано на рис. 31б. Однако, при такой конфигурации лучей суммарная зона обзора лучей примерно в 1,1 раза больше, чем требуемая зона обзора $\psi_{\text{обз}}$. С учетом всех этих обстоятельств требуемый уровень пересечения q' в точках пересечения трех соседних лучей примерно на 0,6 дБ меньше уровня пересечения соседних лучей q в точках касания. Соответствующие зависимости Kq' и $n_{\min}$ от уровня пересечения q' также показаны на рис. 30.

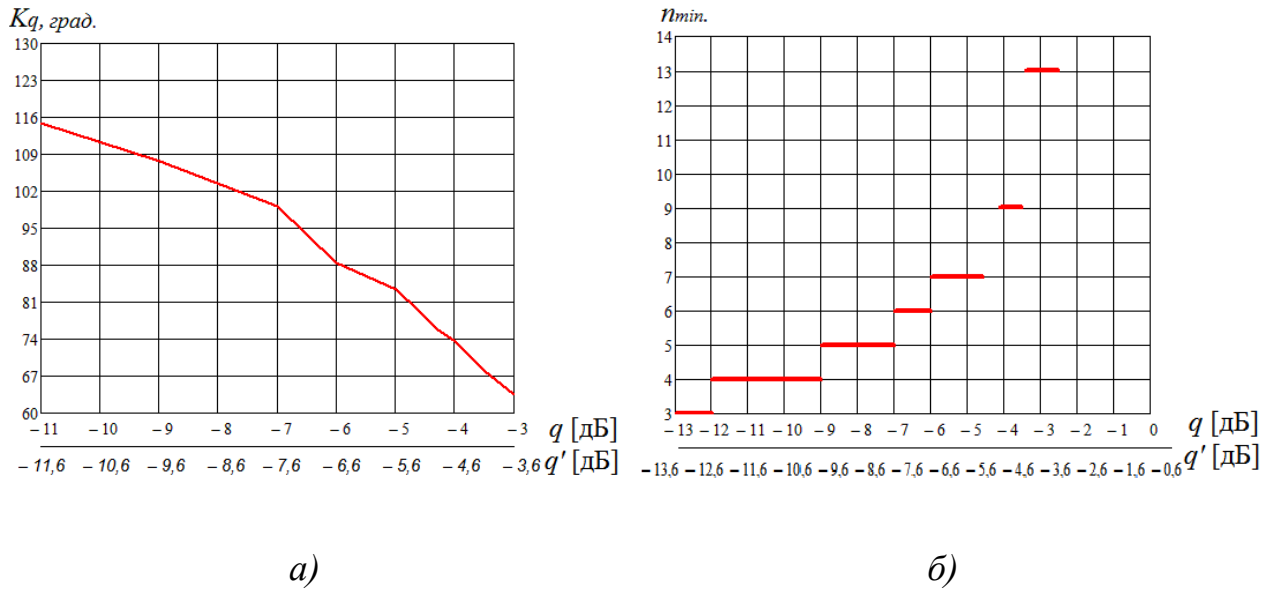


Рис. 30. К определению минимального количества волноводов в облучателе.

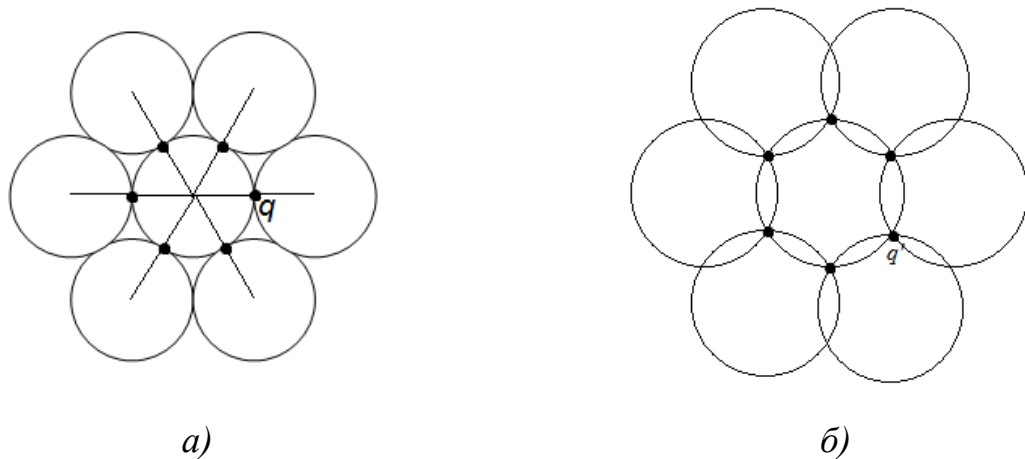


Рис. 31. Возможная конфигурация лучей в 7-и лучевом КАИ.

Кривые на рис. 30 получены для $\psi_{обз} = 8,7^\circ$ и параметров зеркальной антенны: $R_0 = 6,04\lambda$, $f = 4,2\lambda$.

Как следует из приводимых зависимостей, при уровне пересечения лучей q' меньше -12,6 дБ минимальное количество излучателей $n_{min} = 3$, что соответствует конфигурации облучателя на рис. 27а. При уровне пересечения -5,2 дБ ÷ -6,6 дБ $n_{min} = 7$, что соответствует конфигурации облучателя, изображённой на рис. 27б. Для больших уровней пересечения n_{min} увеличивается, и в частности, при $q' = -3,1 \div -4,1$ дБ $n_{min} = 13$. Поэтому при таком уровне пресечения следует применять осесимметричный облучатель в виде 19 волноводов (рис. 27в), или практически симметричный облучатель в

виде 13 волноводов (рис. 27_г). При использовании КАИ с малоэлементным облучателем (к примеру, 3х элементным) в рельефе КУ будут наблюдаться значительные провалы, а использование многоэлементных облучателей (13и элементных и выше) хоть и уменьшает провалы в рельефе КУ в секторе обзора, но приводит к увеличению уровня затенения зеркала облучателем и к росту требуемых вычислительных мощностей на формирование многолучевой ДН. Поэтому в дальнейшем облучатель выбирался таким, чтобы с одной стороны провалы в рельефе КУ были как можно ниже, а с другой стороны, количество элементов в облучателе как можно меньше. Это соответствует 7-и элементному облучателю КАИ, показанному на рис. 27б.

2.3. Оптимизация многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя

Учитывая, что характеристики направленности МАР зависят от характеристик направленности отдельного КАИ, проводилась оптимизация КАИ по максимальному уровню КУ и минимальному падению КУ во всём секторе обзора. Оптимизация осуществляется с помощью электродинамического моделирования с применением адаптивных алгоритмов и программного пакета ФЕКО. Выбор этого пакета обусловлен достаточными функциональными возможностями при решении поставленной задачей. Более детально возможности использования численных методов решений электродинамических задач с использованием программного пакета ФЕКО и других приведено в [41,42].

Важнейшим моментом при использовании зарубежных программных комплексов является проверка точности этих программных пакетов.

В отечественной литературе существует достаточно большое количество работ, посвященных методам электромагнитного численного моделирования зеркальных антенн. Одна из последних и наиболее обоснованных работ по расчету характеристик зеркальных антенн (в совокупности зеркало – облучатель) являются работа [43]. Поэтому

предварительно производилось сравнение характеристик направленности зеркальных антенн с профилем в виде параболического цилиндра и облучателя в виде симметричного вибратора, промоделированных в работе [43] и с применением программного пакета FEKO. На рис. 32 приведено схематическое изображение профиля зеркала с основными геометрическими размерами и системой координат.

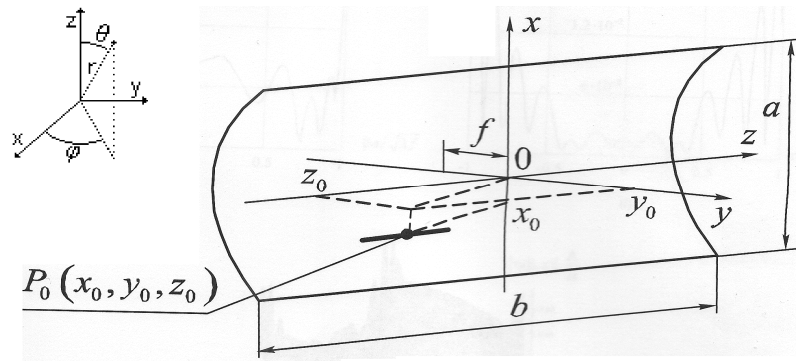


Рис. 32. Профиль зеркала с основными геометрическими размерами и системой координат,

где a – радиус параболы, b – длина параболического цилиндра, f – фокус параболы, L – длина симметричного вибратора.

На рис. 33а приведена ДН зеркальной антенны (рис. 32), полученная в [43] с габаритами $a = 6\lambda$, $b = 6\lambda$, $f = 3\lambda$, $L = \lambda/2$, а на рис. 33б приведена ДН той же антенны, рассчитанной в программном пакете FEKO.

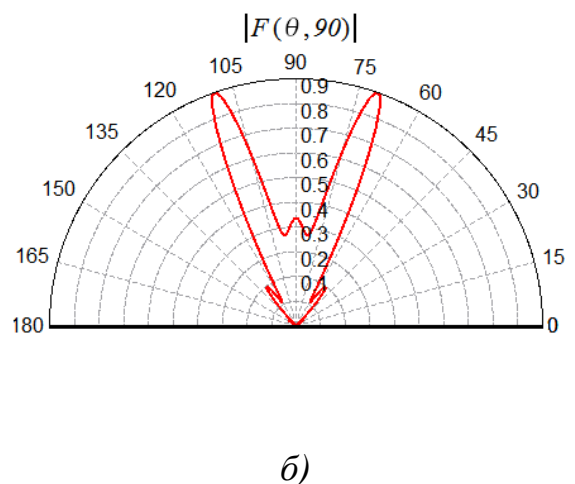
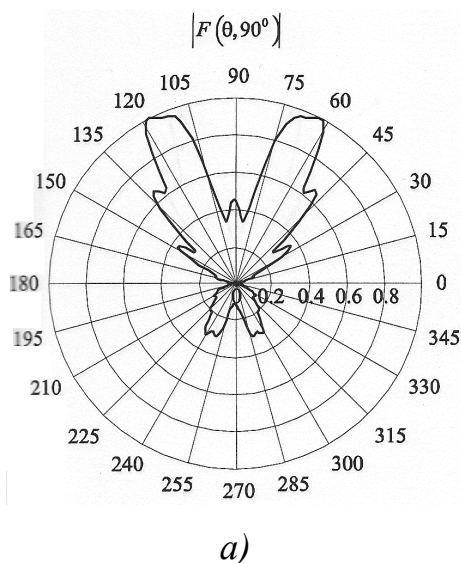


Рис. 33. ДН зеркальной антенны, показанной на рис 32.

Из рис. 33 следует, что ДН, полученные в [43] и рассчитанные в программном пакете FEKO, практически идентичны.

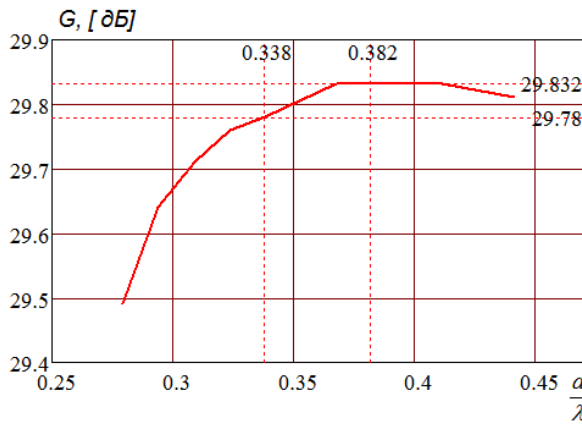
Рассмотренные тесты показали высокую степень совпадения результатов, полученных в [43] и с помощью FEKO, что позволяет судить о высокой точности программного комплекса FEKO.

Результаты сравнения показали хорошее совпадение результатов, полученных в [43] и с помощью FEKO, что позволяет сделать вывод о приемлемой точности программного комплекса FEKO.

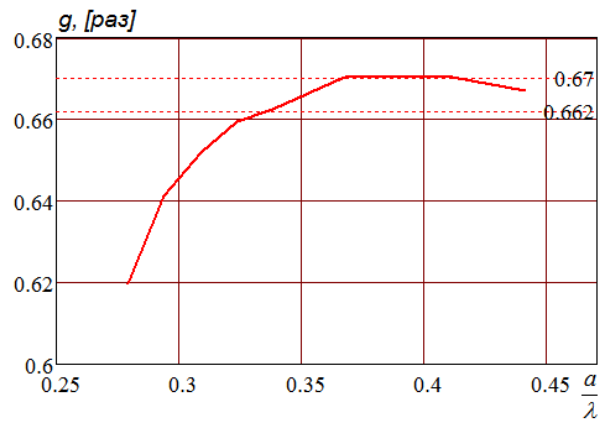
2.3.1. Оптимизация параметров зеркального крупноапертурного излучателя по максимальному уровню коэффициента усиления центрального луча

На этом этапе рассматривался зеркальный КАИ только с центральным волноводом в облучателе, показанном на рис. 27б. Эта модель анализировалась с целью определения максимального КУ центрального луча.

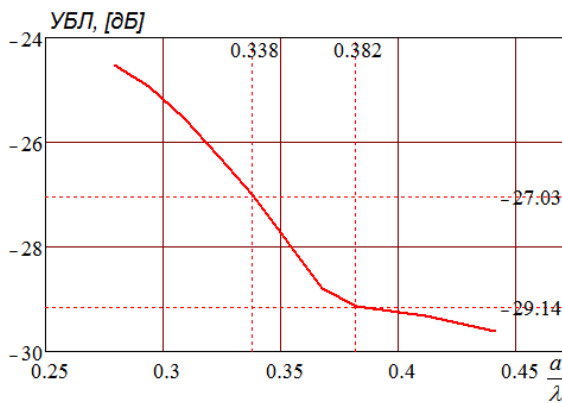
Исходными данными при оптимизации считались радиус зеркала $R_0 = 6,04\lambda$ и фокусное расстояние $f = 4,2\lambda$, а оптимизировался радиус круглого волновода (a), обеспечивающий максимальный КУ зеркальной антенны. Размеры круглого волновода выбирались из неравенства $0,294\lambda < a < 0,382\lambda$, обеспечивавшего одномодовое возбуждение волны H_{11} . На рис. 34 приведено семейство зависимостей коэффициента усиления G , коэффициента эффективности g ($g = G\lambda^2/4\pi S$, где S – площадь апертуры зеркала), уровня боковых лепестков (УБЛ) и ширины ДН по уровню -3 дБ $2\theta_{-3дБ}$ от радиуса волноводного облучателя a .



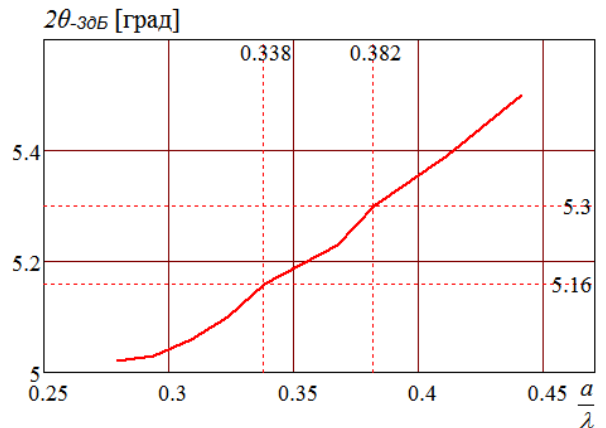
а)



б)



в)

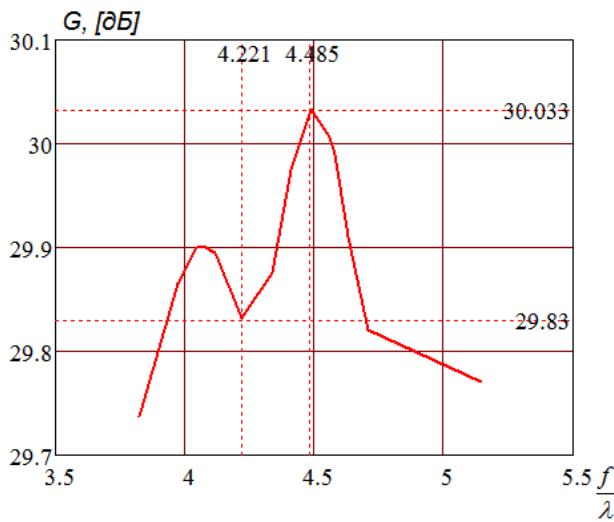


г)

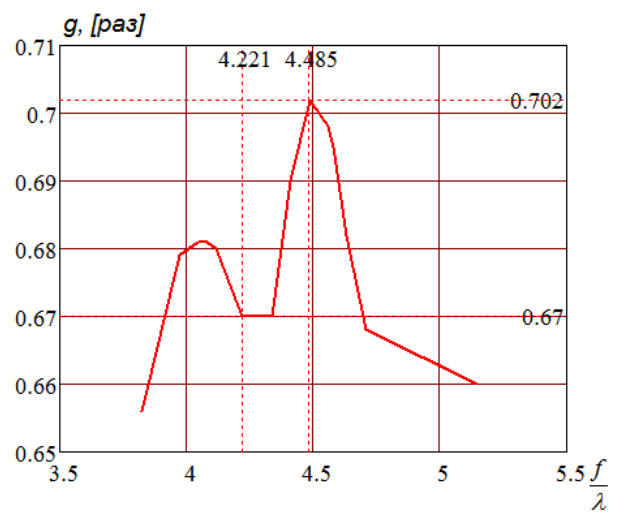
Рис. 34. Характеристики направленности центрального луча 7и лучевого зеркального КАИ в зависимости от радиуса элемента облучателя.

Из рис. 34 следует, что наибольший КУ, равный 29,8 дБ, достигается при радиусе волноводного облучателя $a = 0,382\lambda$, при этом, коэффициент эффективности g равен 0,67, УБЛ -29,1 дБ, а ширина ДН по уровню -3 дБ равна $5,3^\circ$.

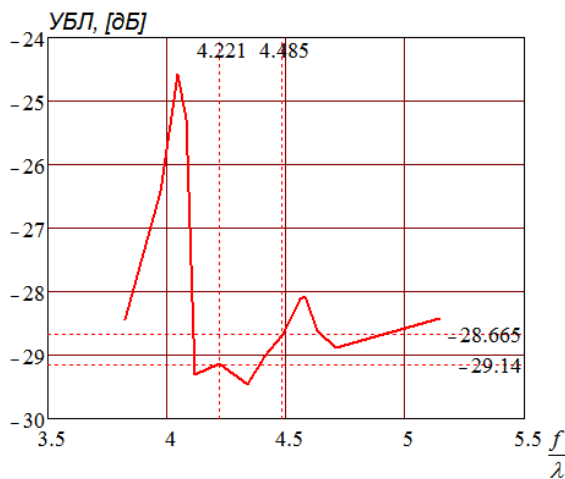
Далее, за исходные данные принимаются радиус зеркального КАИ $R = 6,04\lambda$ и оптимальный радиус волноводного облучателя $a_{\text{опт}} = 0,382\lambda$, а оптимизировалось фокусное расстояние f . В результате на рис. 35 были получены зависимости, аналогичные выше приведённым.



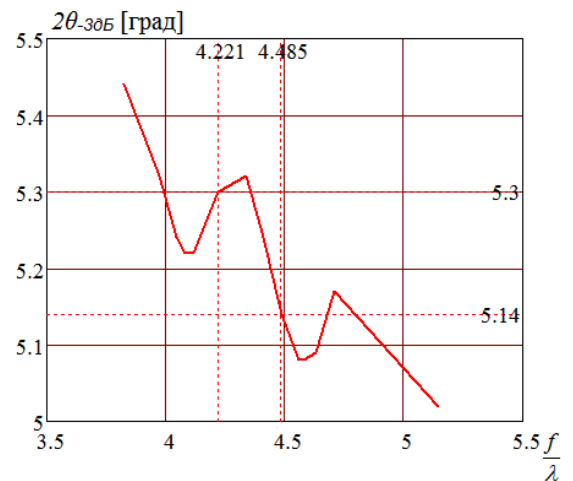
а)



б)



в)



г)

Рис. 35. Характеристики направленности центрального луча Γ_1 лучевого зеркального КАИ в зависимости от фокусного расстояния зеркала.

Из рис. 35 следует, что при фокусном расстоянии $f = 4,48\lambda$ КУ увеличился примерно до 30 дБ, коэффициент эффективности до 0,7, УБЛ возрос до -28,6 дБ, а ширина ДН по уровню -3 дБ уменьшилась до 5,14°.

В заключении первого этапа оптимизации производилась проверка полученных результатов и за исходные данные принимались радиус зеркального КАИ $R_0 = 6,04\lambda$ и оптимальное фокусное расстояние $f_{\text{опт}} = 4,48\lambda$, а оптимизировался снова радиус облучателя. В результате были получены зависимости коэффициента усиления G , коэффициента эффективности g ,

уровня боковых лепестков (УБЛ) и ширины ДН по уровню -3 дБ $2\theta_{-3\text{дБ}}$ от радиуса волноводного облучателя a , приведённые на рис. 36.

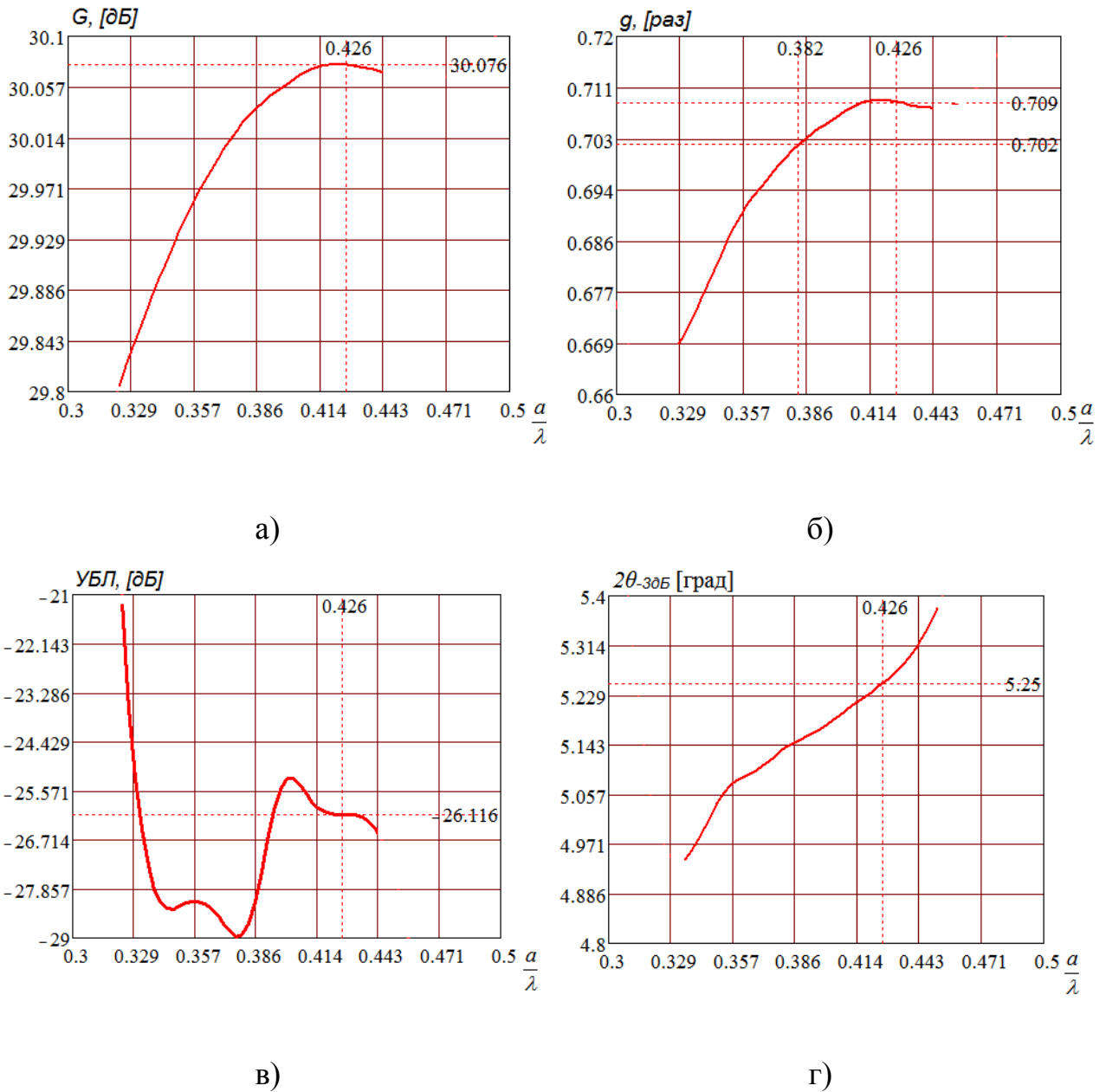


Рис. 36. Характеристики направленности центрального луча Γ и лучевого зеркального КАИ в зависимости от радиуса элемента облучателя.

Из рис. 36 следует, что зеркальный КАИ при $f_{\text{опт}} = 4,48\lambda$ и $a_{\text{опт}} = 0,426\lambda$ может обеспечить КУ на уровне 30,07 дБ и коэффициент эффективности 0,71, при этом, УБЛ находится на уровне -26 дБ, а ширина ДН составляет $5,25^\circ$.

2.3.2. Оптимизация зеркального крупноапертурного излучателя по максимуму КУ отклонённых лучей

Следующим этапом оптимизации являлась максимизация КУ двух симметрично отклонённых лучей. Отклонение луча от оси зеркала достигалось смещением облучателя из фокуса зеркала. В процессе оптимизации использовался зеркальный КАИ с радиусом $R_0 = 6,04\lambda$ и с фокусным расстоянием $f_{\text{опт}} = 4,48\lambda$. Облучателем КАИ является круглый волновод, фазовый центр которого симметрично вынесен из фокуса зеркала на расстояние $2a$, как показано на рис. 37. Параметром оптимизации являлся радиус волноводного облучателя (a).

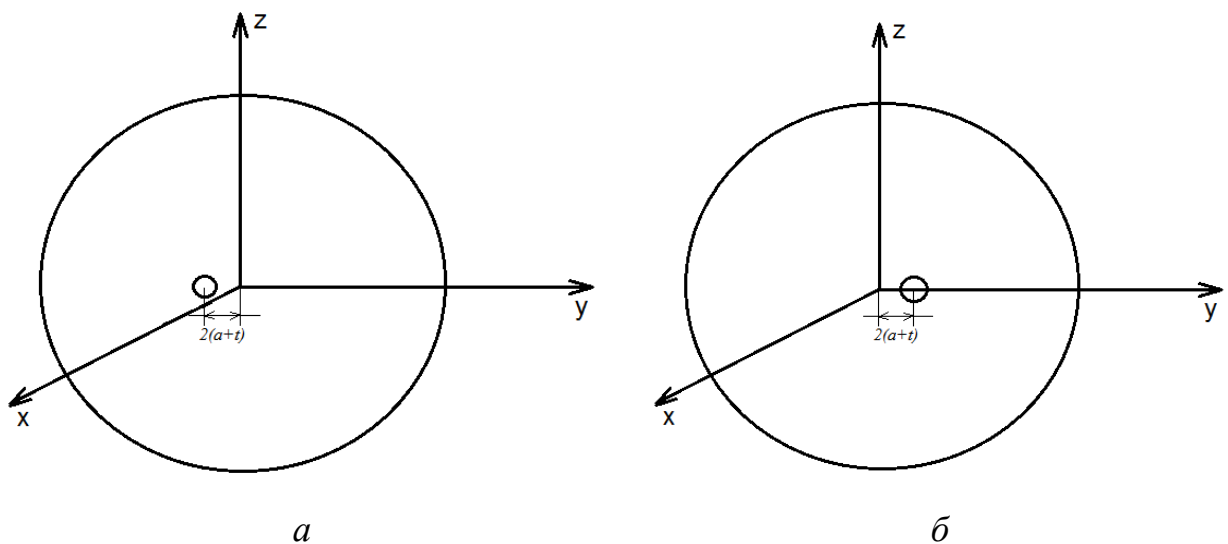


Рис. 37. Схема КАИ со смещенным одноэлементным облучателем.

По итогам электродинамического моделирования на рис. 38 приведены зависимости КУ и эффективности отклоненного и центрального лучей от радиуса волноводного облучателя.

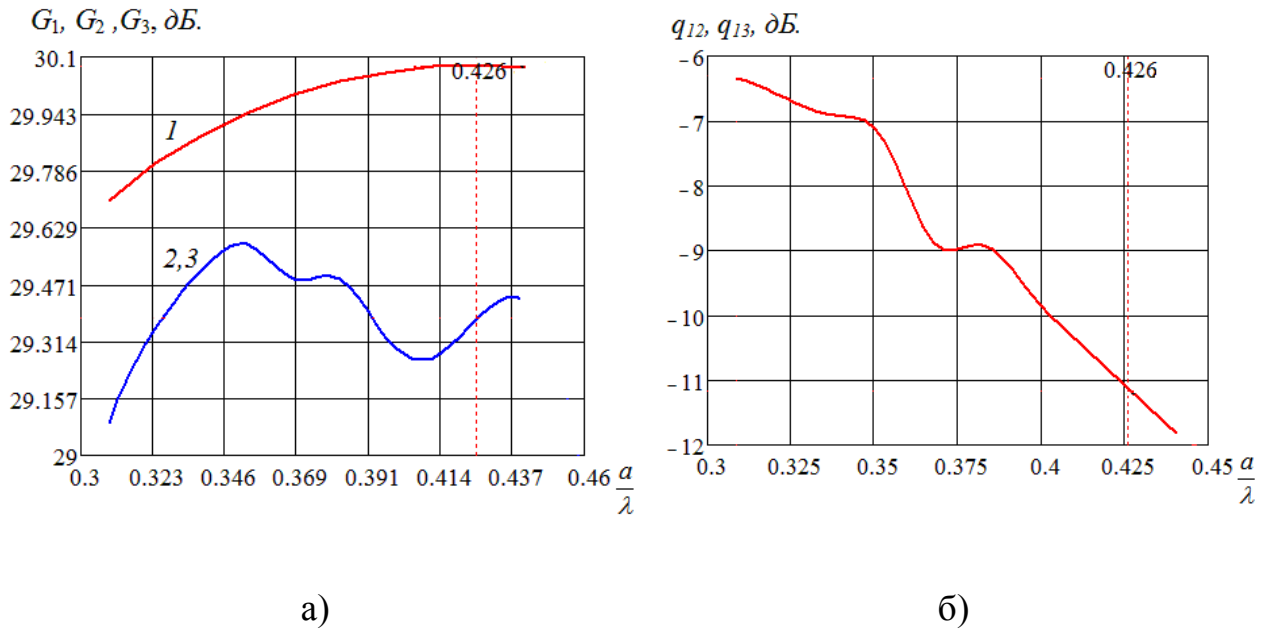


Рис. 38. Характеристики направленности центрального и

отклонённых лучей зеркального КАИ в зависимости от радиуса волноводного облучателя.

На рис. 38а представлены зависимости КУ $G(\theta_0^1), G(\theta_0^2), G(\theta_0^3)$ центрального (кривая 1) и отклонённых (кривые 2,3) лучей (в направлении максимумов ДН $\theta_0^1, \theta_0^2, \theta_0^3$) от радиуса a круглого волновода, причём расстояние d между центрами смещенного и несмещенного излучателей выбиралось минимально возможным $d = 2(a+t)$, где t – толщина стенки волновода. На рис. 38б показаны зависимости уровней пересечения соседних лучей q_{12}, q_{13} от a при $t = 0,036\lambda$.

Трехлучевая ДН КАИ, рассчитанная для конфигурации трехэлементного облучателя и при независимом возбуждении каждого из элемента 1,2,5 облучателя, показанного на рис. 27д, приведена на рис. 39.

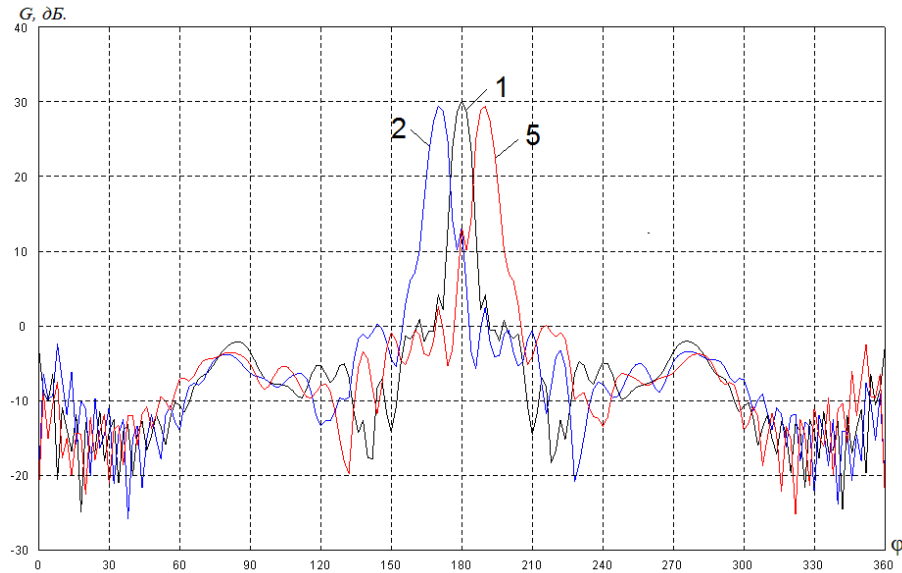


Рис. 39. ДН зеркального излучателя с облучателем на рис. 27д.

Как следует из кривых, приведённых на рис. 38 и 39, при размере $a_{\text{опт}} = 0,426\lambda$, который соответствует максимальному КУ неотклонённого луча, $G_2(\theta_0^2), G_3(\theta_0^3)$ примерно на 0,7 дБ меньше, чем $G_1(\theta_0^1)$, что приводит к уменьшению КУ на краю сектора обзора, а уровень пересечения соседних лучей составляет всего -11,15 дБ, что вызывает значительный провал в рельефе КУ и в направлении пересечения лучей.

В соответствии с выше приведёнными результатами установлено, что для 7-и элементного облучателя при расчетном уровне пересечения двух соседних лучей (-4,6 дБ ÷ -6 дБ) в направлении пересечения лучей будет формироваться достаточно глубокий провал в КУ КАИ. Для минимизации этого провала следует использовать более сложную систему возбуждения, в которой одновременно используется соседние волноводы для формирования каждого луча.

2.4. Оптимальные схема и алгоритм возбуждения многоэлементного облучателя

Структурная схема оптимального возбуждения КАИ приведена на рис. 40, где номерами 1... m ... M обозначен каждый из m -х волноводов в M -

элементном облучателе, а номерами $1' \dots m' \dots M'$ – входы ДОС, обеспечивающие оптимальное возбуждение.

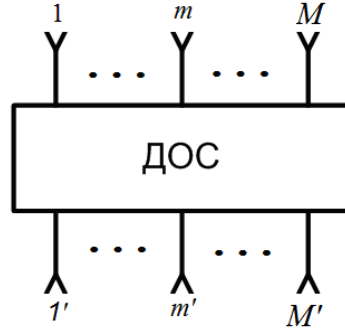


Рис. 40. Структурная схема оптимального возбуждения многоэлементного облучателя.

С целью обоснованного выбора оптимальной системы возбуждения многоэлементного облучателя рассмотрим некоторые теоретические оценки по максимальному КУ рассматриваемого многолучевого излучателя. Обозначим через $\bar{E}(\theta, \varphi)$ поле излучения рассматриваемого крупноапертурного излучателя при возбуждении m -ого волноводного излучателя падающей волной H_{11} с нормированной комплексной амплитудой $U_{nad m}^H$. Поле $\bar{E}(\theta, \varphi)$ определяется в присутствии всех остальных излучателей облучателя, нагруженных на согласованные нагрузки. Пронормируем величину $|U_{nad m}^H|$ в соответствии с соотношением $\frac{1}{2}|U_{nad m}^H|^2 = P_{nad m}$, где $P_{nad m}$ – мощность падающей волны. Тогда можно показать, что

$$\bar{E}_m(\theta, \varphi, r) = U_{nad m}^H \cdot \sqrt{\frac{W_0}{4\pi}} \cdot \sqrt{G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)} \cdot \bar{F}_m(\theta, \varphi) \cdot \frac{e^{-ikr}}{r}, \quad (21)$$

где $G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ – КУ антенны в направлении максимума $(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ ДН при возбуждении только m -ого излучателя, $\bar{F}_m(\theta, \varphi)$ – нормированная по максимуму векторная комплексная ДН ($|\bar{F}_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)| = 1$). КУ антенны в направлении максимума ДН в (21) определяется по поляризационной

составляющей, совпадающей с ориентацией вектора $\bar{F}_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ и с учётом потерь на отражение в собственном m -ом волноводе и потерь на прохождение энергии от m -ого волновода в остальные M волноводов, при этом,

$$G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m, r_0) = \frac{4\pi r^2}{2W_0} \cdot \frac{|\bar{E}_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)|^2}{P_{nad m}}. \quad (22)$$

В соотношениях (20) и (21) через W_0 обозначено волновое сопротивление свободного пространства.

Предположим, что все M волноводов облучателя возбуждаются на одной и той же частоте вектором комплексных амплитуд $U_{nad}^H = (U_{nad1}^H, \dots, U_{nad m}^H, \dots, U_{nad M}^H)^t$, где t – индекс транспонирования. Тогда полное поле антенны представляется в виде

$$\bar{E}_m(\theta, \varphi, r) = \sum_{m=1}^M \bar{E}_m(\theta, \varphi, r) = \frac{e^{-ikr}}{r} \sqrt{\frac{W_0}{4\pi}} \sum_{m=1}^M U_{nad m}^H \sqrt{G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)} \bar{F}_m(\theta, \varphi), \quad (23)$$

причём предполагается, что все ДН $\bar{F}_m(\theta, \varphi)$ определяются в одной и той же системе координат.

Подставляя (23) в выражение, аналогичное (22) для КУ всей антенны, получаем соотношение для КУ $G(\theta, \varphi)$ антенны в произвольном направлении (θ, φ)

$$\begin{aligned} G(\theta, \varphi) &= \frac{4\pi r^2}{W_0} \cdot \frac{(\bar{E}(\theta, \varphi, r) \cdot \bar{e}(\theta, \varphi)) \cdot (\bar{E}(\theta, \varphi, r) \cdot \bar{e}(\theta, \varphi))^*}{P_{nad}} = \\ &= \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{e=1}^M U_{nad m}^H \cdot U_{nad e}^{H*} \cdot \sqrt{G_m(\theta_0^m, \varphi_0^e)} \cdot \sqrt{G_e(\theta_0^m, \varphi_0^e)} \cdot}{\sum_{m=1}^M U_{nad m}^H \cdot U_{nad m}^{H*}} \cdot \\ &\quad \cdot \frac{(\bar{F}_m(\theta, \varphi) \cdot \bar{e}(\theta, \varphi)) \cdot (\bar{F}_e(\theta, \varphi) \cdot \bar{e}(\theta, \varphi))^*}{}. \end{aligned} \quad (24)$$

В соотношении (24) через $\bar{e}(\theta, \varphi)$ обозначен единичный вектор, выделяющий в общем поле $\bar{E}(\theta, \varphi, r)$ в направлении (θ, φ) поляризационную составляющую, по которой определяется КУ, а скобки $(\bar{E} \cdot \bar{e})$ обозначают скалярное произведение векторов.

Выражение (24) представляет отношение двух эрмитовых форм, из которых форма, стоящая в знаменателе, положительно определенная. Поэтому $G(\theta, \varphi)$ имеет максимум для каждого направления (θ', φ') , который достигается при выборе коэффициентов возбуждения из условия [44]

$$U_{nad\,m\,onm}^H(\theta', \varphi') = c \cdot (\bar{F}_m(\theta', \varphi') \cdot \bar{e}(\theta', \varphi'))^* \cdot \sqrt{G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)}, \quad m = 1, \dots, M., \quad (25)$$

где c – произвольная константа. Причём величина максимального КУ равна

$$G_{\max}(\theta', \varphi') = \sum_{m=1}^M \left| (\bar{F}_m(\theta', \varphi') \cdot \bar{e}(\theta', \varphi')) \right|^2 \cdot G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m). \quad (26)$$

Обозначим значение КУ для m -ого луча по заданной поляризации в произвольном направлении (θ, φ) через $G_m(\theta, \varphi)$ и учитывая, что

$$G_m(\theta, \varphi) = \left| (\bar{F}_m(\theta, \varphi) \cdot \bar{e}(\theta, \varphi)) \right|^2 \cdot G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m), \quad (27)$$

из (27) получаем

$$G_{\max}(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M G_m(\theta, \varphi). \quad (28)$$

Соотношение типа (27) для верхней границы суммы КНД АР с ортонормированными ДН было получено ещё в работе [45] при ограничениях на взаимодействие излучателей. Выше никаких ограничений на форму ДН отдельных излучателей облучателя и их взаимодействие не накладывалось, поэтому выражение (27) является более универсальным и характеризует рельеф максимально достижимых значений КУ в произвольном направлении для произвольной АР из M излучателей, и в частности, для МАР, имеющей в общем случае M неортогональных лучей.

При использовании алгоритма возбуждения, соответствующего (25), сигнал принимается всеми излучателями многоэлементного облучателя.

Поэтому рельеф КУ в секторе обзора становится более высоким и, в частности, по сравнению с независимым возбуждением излучателей уровень КУ в направлении пересечения лучей поднимается примерно на 3 дБ. В дальнейшем систему возбуждения, соответствующую рельефу КУ (28) и алгоритм возбуждения отдельных излучателей (25), будем называть оптимальными.

2.5. Моделирование рельефа КУ многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя

С использованием результатов электродинамического моделирования, полученных на первых двух этапах оптимизации, и с использованием оптимальной системы возбуждения на рис. 41 приведен рассчитанный рельеф КУ зеркального КАИ с радиусом зеркала $R = 6,04\lambda$, фокусным расстоянием $f = 4,48\lambda$ и с трёхэлементным волноводным облучателем, показанным на рис. 27д, для трёх значений радиуса круглого волновода в облучателе.

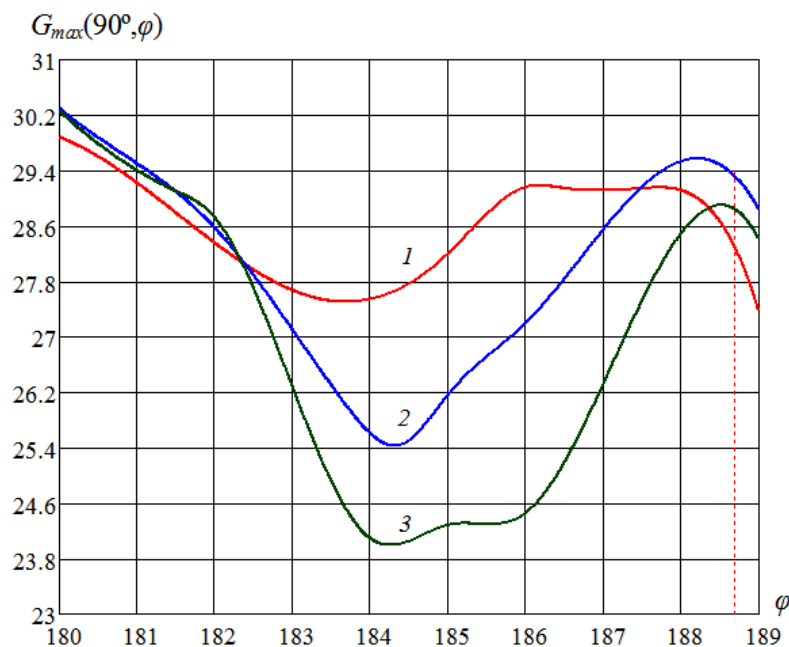


Рис. 41. Рельеф максимального КУ в секторе обзора.

На рис. 41 кривая 1 соответствует радиусу $a = 0,308\lambda$ (уровень пересечения лучей составляет $q = -6,34$ дБ), кривая 2 – $a = 0,382\lambda$ (уровень пересечения лучей составляет $q = -9,5$ дБ), кривая 3 – $a = 0,426\lambda$ (уровень пересечения лучей составляет $q = -11,15$ дБ). Как следует из приведённых кривых, в направлении пересечения лучей действительно формируется глубокий провал в КУ, который даже при $a = 0,308\lambda$, то есть вблизи критического режима волновода, составляет около -3 дБ. Кроме того, на границе сектора обзора (при $\varphi = \psi_{обз}$, эта граница отмечена пунктирной линией) КУ снижается на $1,5 - 2$ дБ по сравнению с максимальным значением КУ.

Анализ зависимостей, приведённых на рис. 41, показывает, что для получения уровня пересечения двух соседних лучей, обоснованного в разделе 2.2 ($q = -4,6 - -6$ дБ), требуется дальнейшее уменьшение габаритов волноводных излучателей. Однако, так как $a = 0,308\lambda$ соответствует нижней границе критического режима, то дальнейшее уменьшение облучателя возможно только с использованием круглых волноводов, заполненных диэлектриком.

Был рассчитан также оптимальный рельеф КУ 3-лучевого КАИ с осесимметричным облучателем, показанным на рис. 27а. На рис. 42а и 42б показана ДН и рельеф КУ в плоскостях XOY и XOZ соответственно.

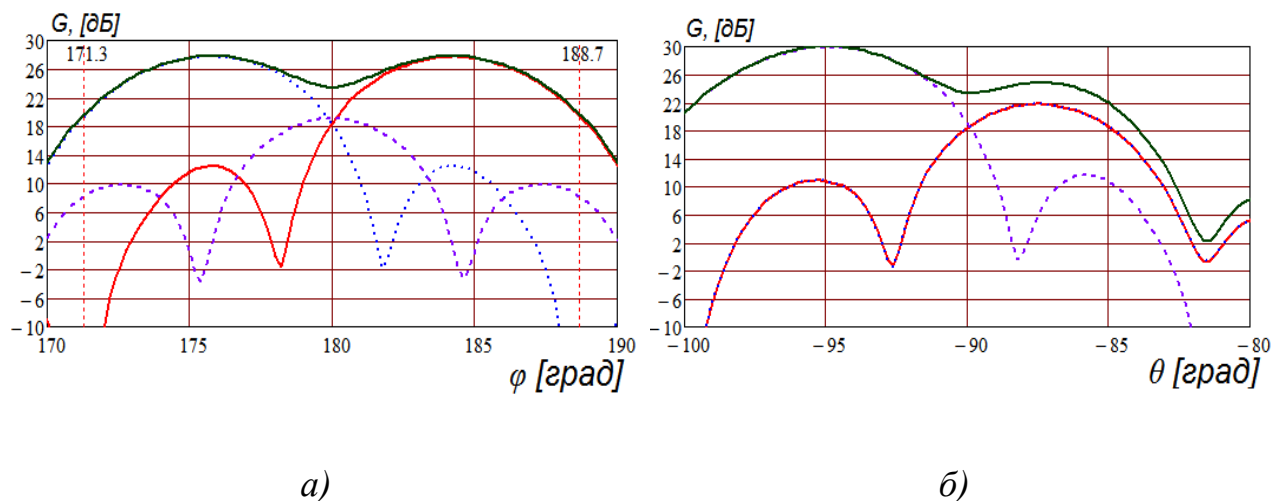


Рис. 42. ДН зеркального излучателя с облучателем на рис. 27а.

На рис. 42 цифрами 1, 2, 3 обозначены номера лучей ДН, а цифрой 4 – оптимальный рельеф КУ. Из рис. 42 следует, что как и предполагалось, в направлении пересечения лучей КАИ с облучателем, показанным на рис. 27а, формируется довольно глубокий провал, уровень которого в плоскостях XOY и XOZ при независимом возбуждении составляет примерно -9,5 дБ, а при оптимальном возбуждении – -4,4 дБ. Отметим, что на краю сектора обзора максимальное падение КУ в плоскости XOY составляет порядка -8,9 дБ, а в плоскости XOZ – -25,3 дБ, что говорит о том, что КАИ с данным облучателем не способен обеспечить заданный сектор обзора с требуемым КУ. Для улучшения характеристик данного КАИ требуется или значительно уменьшить его апертуру, что приведёт к снижению КУ, или использовать облучатель с большим количеством элементов (рис. 27з).

2.6. Оптимизация уровня пересечения соседних лучей и рельефа КУ в зеркальном крупноапертурном излучателе с семиэлементным облучателем

На третьем этапе проводилась оптимизация уровня пересечения лучей в зеркальном КАИ с облучателем в виде семи круглых волноводов (рис. 27б) с диэлектрическим заполнением. При этом, так как радиус отдельного волновода с диэлектрическим заполнением может быть уменьшен, то ширина ДН волновода в облучателе изменяется. Поэтому для получения высокого КУ и требуемой ширины ДН КАИ должны быть изменены фокусное расстояние и радиус зеркала КАИ.

Итерационным методом было установлено, что для получения оптимального уровня пересечения лучей радиус КАИ следует уменьшить до $R_0 = 5,125\lambda$, фокусное расстояние – до $f = 3,82\lambda$, а радиус волноводного облучателя – до $a = 0,29\lambda$, при этом, толщина волновода t выбиралась как $t = 0,036\lambda$, а диэлектрическая проницаемость среды ε заполнения круглых волноводов равна $\varepsilon = 1,6$. Для этого КАИ были рассчитаны многолучевые ДН в двух ортогональных плоскостях XOY и XOZ , показанные на рис. 43.

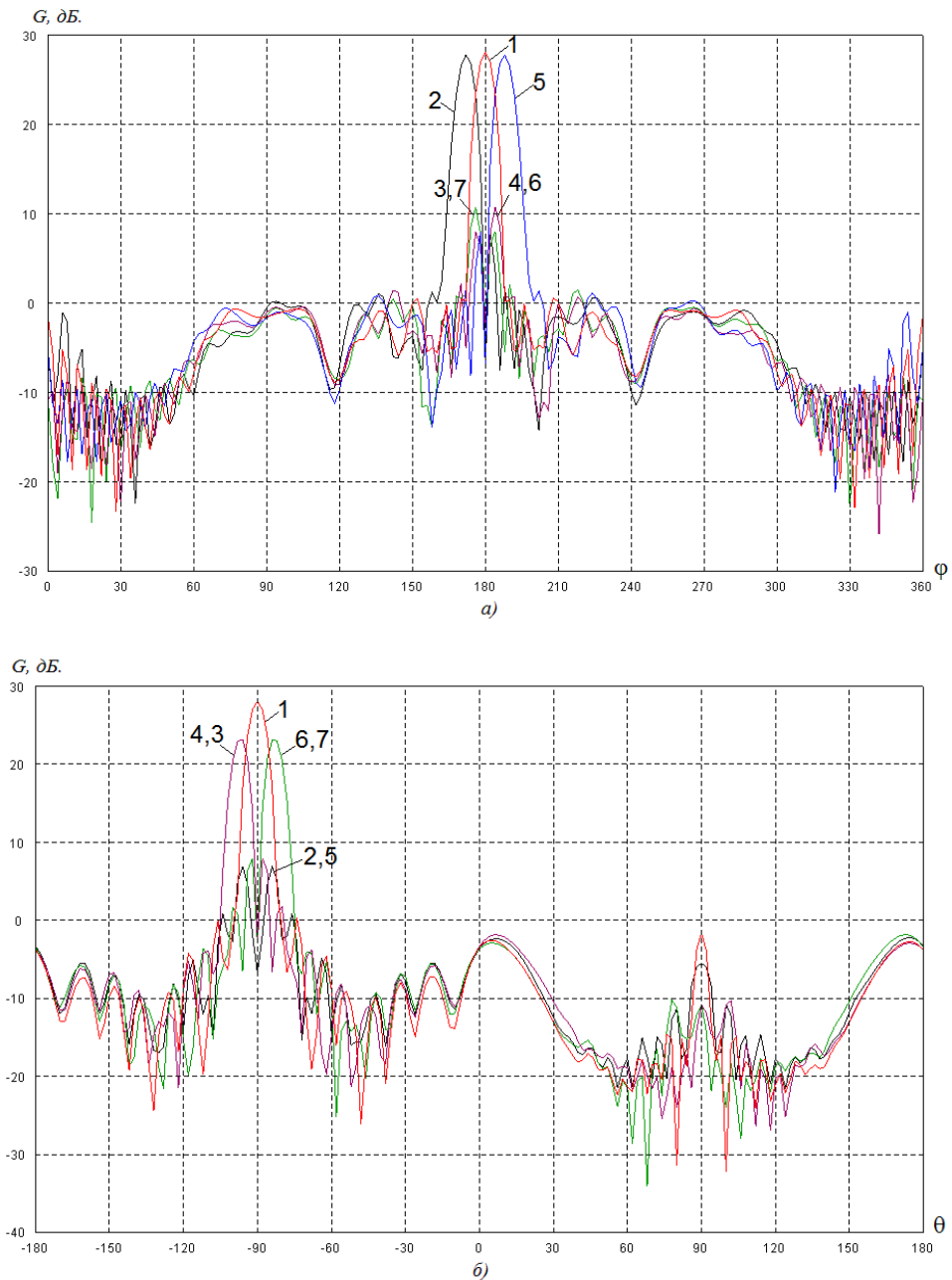


Рис. 43. ДН зеркального излучателя с облучателем, изображённым на рис. 27б. (интервал углов $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ соответствует плоскости $\varphi = 0$, а интервал углов $-180^\circ \leq \theta \leq 0$ соответствует плоскости $\varphi = 180^\circ$)

Рис. 43а соответствует плоскости XOY , в которой уровень пересечения соседних лучей $q = -4,59$ дБ, а рис. 43б, соответствует плоскости XOZ , в которой уровень пересечения соседних лучей составляет $q = -6,14$ дБ. С применением результатов моделирования, приведённых на рис. 43, и ряда специально разработанных программ, получены рельефы КУ в плоскостях XOY (рис. 44а) и XOZ (рис. 44б) с использованием оптимальной (сплошная

линия на рис. 44) и независимой (пунктирная линия на рис. 44) системы возбуждения излучателей облучателя.

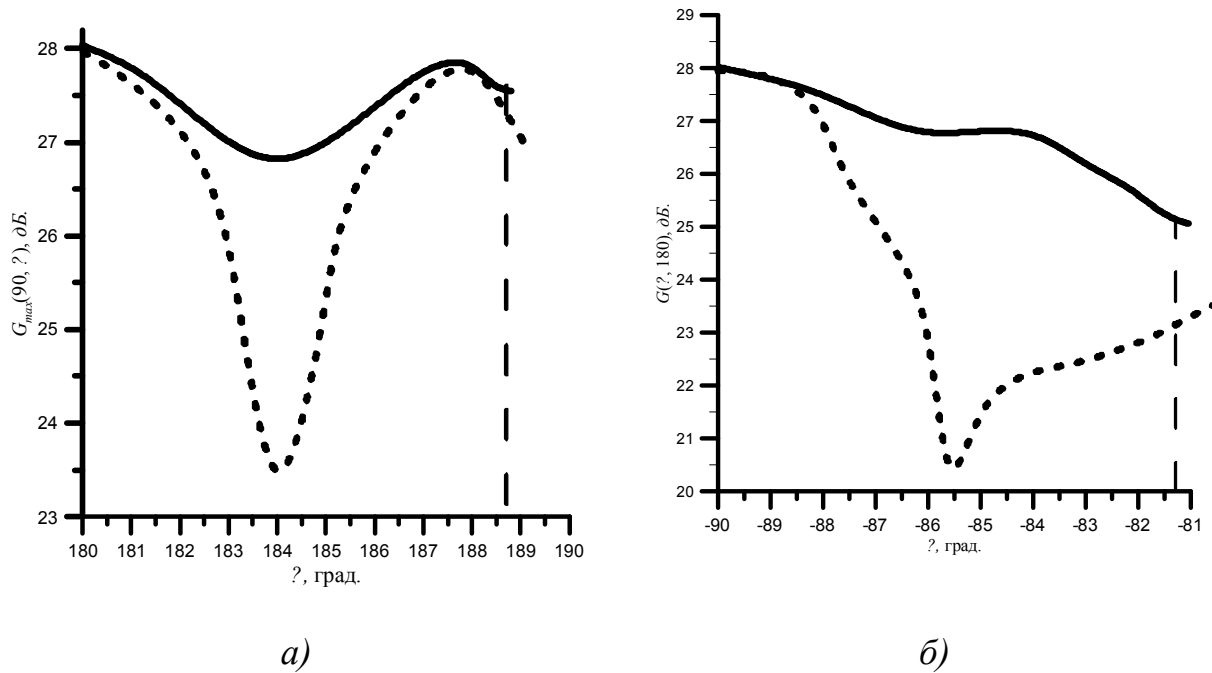


Рис. 44. Зависимость максимального КУ зеркального излучателя с облучателем, изображённым на рис. 27б в секторе обзора.

В плоскости XOY наблюдается сравнительно небольшой провал в КУ на 1,23 дБ в направлении пересечения лучей, а на краю сектора обзора падение КУ около 0,5 дБ. В плоскости XOZ в направлении пересечения лучей провал КУ составил 1,28 дБ, а на краю сектора обзора – 2,87 дБ. Отметим, что рельеф КУ в других плоскостях лежит в интервале, границы которого определяются кривыми на рис. 44а и 44б. Таким образом, разработанный крупноапертурный излучатель имеет КУ вдоль оси симметрии около 28 дБ и в секторе обзора не ниже 26,77 дБ (за исключением незначительного углового пространства на краю сектора около $3,5^\circ$ по углу θ в сечениях $\varphi = 0, 180^\circ$), что эквивалентно эффективности зеркального излучателя вдоль его оси $g = 0,616$ и не ниже 0,46 во всём секторе обзора.

Как видно, применение оптимальной системы возбуждения даёт значительный выигрыш в рельефе КУ, особенно в направлении пересечения лучей. Причём основную добавку в КУ вносят только ближайшие 2 – 3 луча.

Поэтому для дискретной схемы возбуждения осуществляется экономия вычислительных мощностей.

Как следует из кривых на рис. 44, существенного упрощения схемы и алгоритма оптимального возбуждения можно добиться, если оптимальное возбуждение осуществлять только для конечного числа дискретных направлений (θ^p, φ^p) ($p = 1, 2, 3, \dots, P$). При этом, вектор оптимальных возбуждений $U_{над\,отм}^H(\theta^p, \varphi^p)$ имеет конечную размерность P . Для определения целесообразной размерности P проводилось моделирование для различных (θ^p, φ^p) . В простейшем случае координаты (θ^p, φ^p) выбирались совпадающими с направлением, в котором при независимом возбуждении формировался наиболее глубокий провал в рельефе КУ. На рис. 45а показан рельеф КУ в плоскости XOY с оптимальным возбуждением (обозначенный цифрой 1) и с дискретным оптимальным возбуждением в направлении пересечения лучей (обозначенный цифрой 2). На рис. 45б показан аналогичный рельеф КУ в плоскости XOZ с оптимальным возбуждением (обозначенный цифрой 1) и с дискретным оптимальным возбуждением в направлении пересечения лучей (обозначенный цифрой 2).

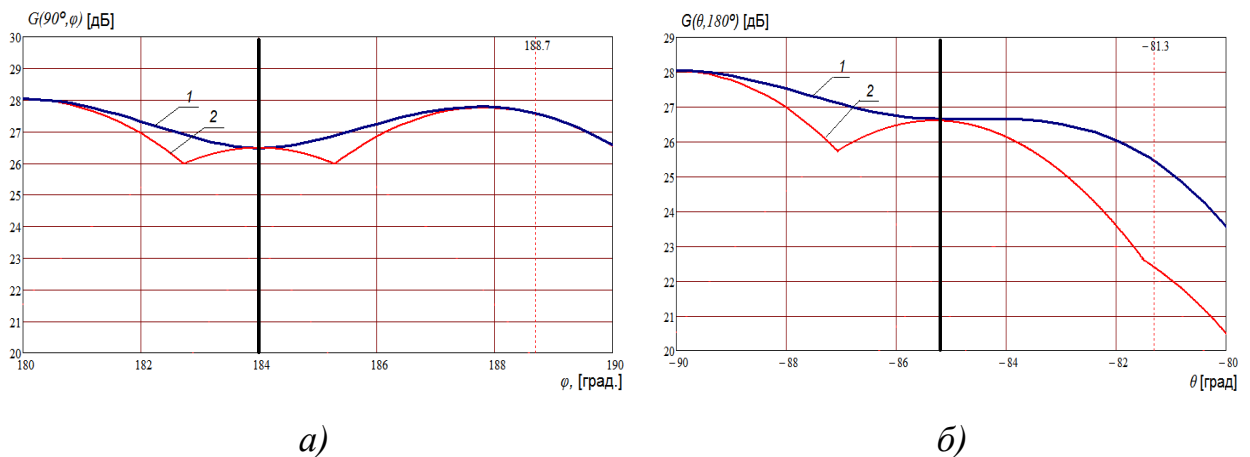


Рис. 45. Сравнение рельефа КУ, полученного с применением оптимального непрерывного возбуждения (1) и оптимального дискретного возбуждения (2). Вертикальными жирными линиями отмечено угловое положение, в котором осуществлялось оптимальное дискретное возбуждение.

При таком алгоритме возбуждения минимальный уровень КУ в требуемом секторе обзора составляет 25,96 дБ в плоскости XOY и 22,55 дБ в XOZ . Для уменьшения спадов в КУ можно реализовать оптимальное возбуждение ещё в двух направлениях (показанных на рис. 46 жирными линиями). Соответствующий рельеф КУ для этого варианта возбуждения показан на рис. 46 и обозначен цифрой 2.

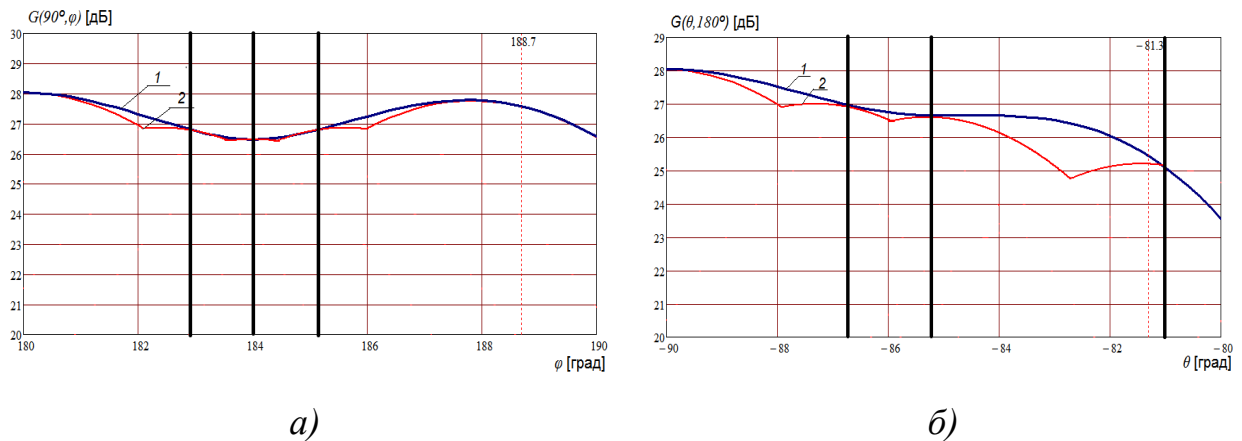


Рис. 46. Сравнение рельефа КУ, полученного с применением оптимального непрерывного возбуждения (1) и оптимального дискретного возбуждения (2). Вертикальными жирными линиями отмечены угловые положения, в которых осуществлялось оптимальное дискретное возбуждение.

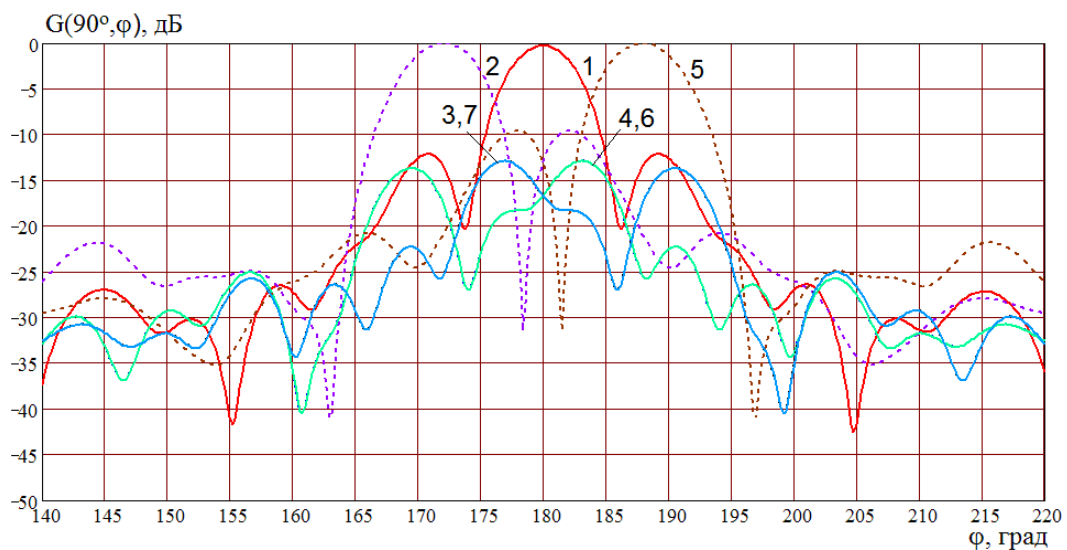
Из рис. 46, следует, что при таком дискретном возбуждении рельеф КУ близок к оптимальному, при этом, минимальный КУ в плоскости XOY равен 27,25 дБ, а в плоскости XOZ – 24,76 дБ.

Таким образом, дискретная оптимальная система возбуждения позволяет значительно снизить провалы в рельефе КУ по сравнению с независимым возбуждением и значительно снизить требуемые вычислительные мощность по сравнению с оптимальным непрерывным возбуждением.

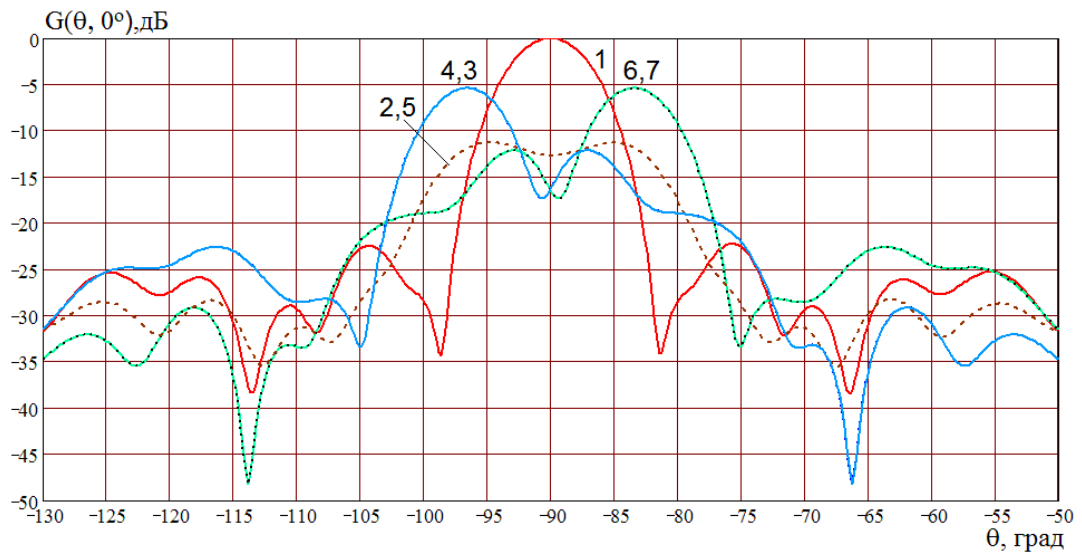
2.7. Диаграмма направленности и рельеф КУ многолучевого зеркального крупноапертурного излучателя с облучателем в виде семи круглых, заполненных диэлектриком, волноводов

В реальности характеристики направленности семилучевого зеркального КАИ могут быть значительно хуже в силу таких явлений, как затенение зеркала облучателем (радиус апертуры семилучевого облучателя приблизительно составляет $0,98\lambda$) и взаимное влияние между излучателями в облучателе.

Для оценивания влияния этих явлений на характеристики направленности КАИ рассматривались электродинамические модели КАИ с 7-и элементным облучателем, в котором лишь один облучатель возбуждался, а остальные были нагружены на согласованную нагрузку. На рис. 47(а,б) приведены рассчитанные нормированные диаграммы направленности зеркального КАИ, соответственно, в плоскостях XOY и XOZ при независимом возбуждении каждого из волноводов. Расчеты проводились для КАИ со следующими параметрами: радиус апертуры $R = 5,125\lambda$, фокусное расстояние $f = 3,82\lambda$, радиус волноводного облучателя $a = 0,29\lambda$, среда внутри волноводного облучателя имеет диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 1,6$.



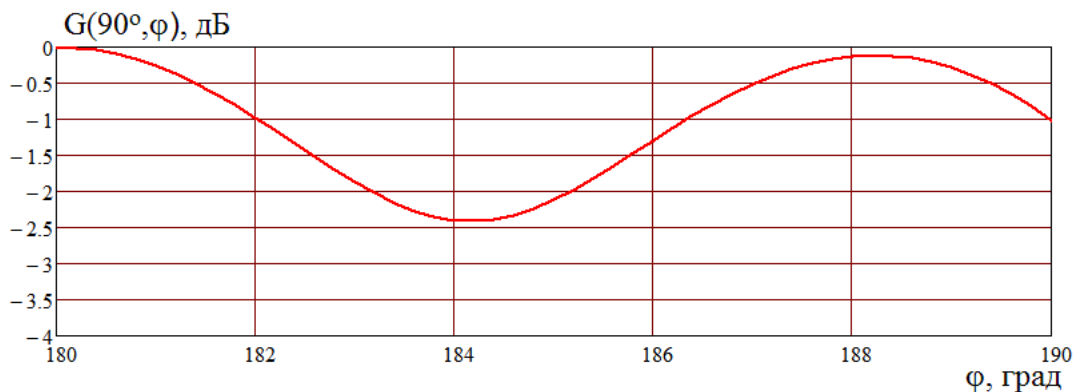
а)



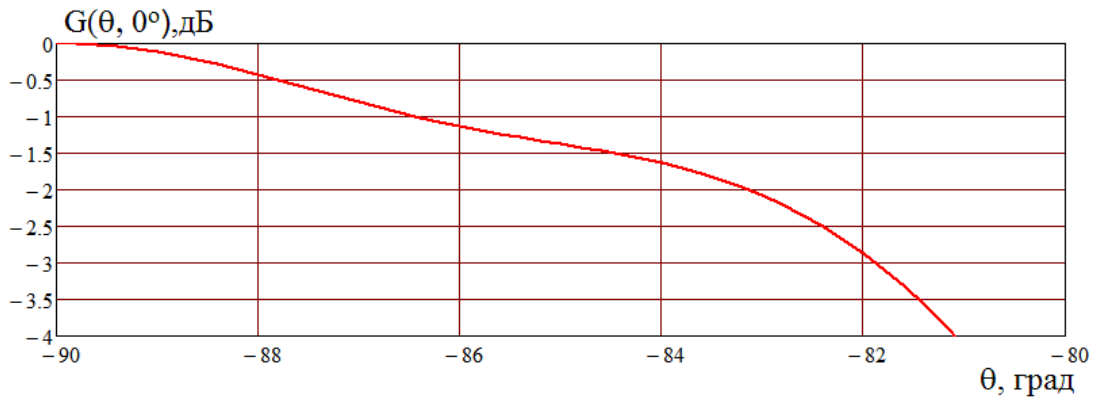
б)

Рис. 47. ДН 7-и лучевого зеркального КАИ, рассчитанная с учётом взаимодействия излучателей в облучателе и затенения зеркала облучателем.

КУ центрального луча, обозначенного цифрой 1 на рис. 47, равен 27,6 дБ, что на 0,4 дБ меньше, чем без учета потерь, связанных с взаимодействием излучателей и затенением зеркала. Из приведённых ДН также следует, что затенение зеркала и взаимное влияние излучателей в облучателе привело к увеличению УБЛ до -12дБ (без учета этих эффектов УБЛ составлял около -20дБ). На рис. 48(а,б) приведен нормированный к максимальному значению рельеф КУ рассматриваемого КАИ в плоскостях XOY и XOZ соответственно.



а)



б)

Рис. 48. Рельеф КУ с учётом потерь на взаимодействие излучателей в облучателе и затенения зеркала облучателем.

Из рис. 48а следует, что в плоскости XOY провал в направлении пересечения лучей увеличился до -2,09 дБ, а в плоскости XOZ (рис. 48б) на краю сектора обзора падение усиления составляет порядка -3,7 дБ.

Возможности устранения отрицательных эффектов, связанных с взаимодействием излучателей в кластерном облучателе и затенением зеркала облучателем, требуют дальнейшего самостоятельного изучения.

2.8. Коэффициент избыточности многолучевых антенных решеток из крупноапертурных излучателей

Как отмечалось выше, МАР из многолучевых КАИ позволяют уменьшить коэффициент избыточности излучателей за счёт приближения ДН отдельного КАИ к оптимальной ступенчатой. Поэтому, приведём оценку коэффициента избыточности в МАР из рассматриваемых многолучевых КАИ. Так как в приведённых выше результатах моделирования КАИ все габаритные размеры задавались в долях длин волн, то эти результаты, в предположении малых потерь, применимы для разработки КАИ в произвольном диапазоне частот.

В предыдущей главе обосновывалось, что наиболее перспективными на данный момент частотными диапазонами являются X и $K\alpha$ диапазоны. Поэтому приведём приближённый расчёт коэффициента избыточности МАР

X диапазона, состоящей из $N = 7$ осесимметрично расположенных M лучевых зеркальных КАИ с диэлектрически заполненным облучателем и МАР $K\alpha$ диапазона – из 37-и аналогичных КАИ. Потери на затенение зеркала и взаимодействие в облучателе КАИ при этом не учитывались.

Как отмечалось выше, коэффициент избыточности вычисляется как отношение реального количества излучателей (в новых обозначениях $n = MN$) в МАР к минимально возможному количеству излучателей (в новых обозначениях n_{min}). При этом, n_{min} вычисляется из соотношения (10), приведенного в главе 1. В (10) G – это КУ всей МАР. Его значение может быть приблизительно вычислено как $G = NG_i$, где N – количество КАИ, G_i – КУ отдельного КАИ в направлении максимума. Таким образом, КУ 7-и элементной МАР составит приблизительно $G_{МАР} = 36,4$ дБ, а КУ 37-и элементной МАР $G_{МАР} = 43,6$ дБ. Из (10) для 7-и элементной МАР получаем, что $n_{min} = 26$, а для 37-и элементной МАР – $n_{min} = 132$. Следовательно, коэффициент избыточности для 7-и элементной МАР составит $K_7 = 49/26 = 1,88$, а для 37-и элементной МАР – $K_{37} = 259/132 = 1,96$, и, как видно, слабо зависит от количества элементов в МАР, а, следовательно, и от КУ МАР.

Выводы.

Таким образом, приведенные выше данные по оптимизации зеркального КАИ позволили определить целесообразные геометрические параметры и максимальные характеристики направленности КАИ и установить, что при оптимальном возбуждении кластерного облучателя из семи волноводных элементов возможно получить достаточно равномерный рельеф КУ во всем коническом секторе обзора с углом при вершине $8,7^\circ$. В оптимальном рельефе КУ наблюдаются провалы: в плоскости XOY в направлении пересечения лучей – $1,23$ дБ, а на краю сектора обзора – $0,5$ дБ, а в плоскости XOZ в направлении пересечения лучей провал КУ составил $1,28$ дБ, а на краю сектора обзора – $2,87$ дБ.

МАР из таких зеркальных КАИ обладает значительными преимуществами по коэффициенту избыточности по сравнению с ФАР и способна формировать достаточно равномерный рельеф КУ в требуемом секторе обзора. Однако, в силу значительных габаритов облучателя возникает высокий уровень затенения зеркала, что приводит к ухудшению характеристик направленности.

Ослабить этот недостаток можно с помощью замены зеркального КАИ на линзовый, в котором проблемы затенения отсутствуют.

Глава 3. Многолучевой диэлектрический линзовый крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решетки системы спутниковой связи

Как отмечалось в предыдущем разделе, конструкция крупноапертурного излучателя в виде линзы с многоэлементным облучателем обладает рядом потенциальных достоинств перед «зеркальными» КАИ, в частности, из-за отсутствия эффектов затенения. Кроме того, расположение облучателей перед линзой более удобно и имеет неоспоримые преимущества в размещении усилительных и цифровых приемных устройств непосредственно после излучателей облучателя.

Однако «линзовые» КАИ имеют и ряд недостатков, связанных с дополнительным рассеянием падающего электромагнитного поля от поверхности линзы, приводящего к ухудшению характеристик направленности и, в частности, к снижению коэффициента усиления антенны.

В настоящем разделе приводятся результаты исследования и моделирования характеристик многоэлементного КАИ в виде диэлектрической линзы с многоэлементным облучателем. В качестве основного облучателя в соответствии с рекомендациями, приведенными в главе 2, был выбран семиэлементный облучатель (рис. 27б). В процессе разработки линзового КАИ анализировались как геометрические размеры диэлектрической линзы, так и структура многоэлементного облучателя, позволяющие получить в определенной степени оптимальный рельеф коэффициента усиления в коническом секторе обзора с углов при вершине $\pm 8,7^\circ$.

3.1. Выбор профиля аплантической линзы

Важнейшим моментом при выборе профиля линзы является возможность обеспечения наиболее равномерного требуемого КУ в пределах сектора обзора. Как известно [46,47] аплантические линзы позволяют

получить минимальное снижение КУ при смещении облучателя из фокуса линзы. Как правило, теневая поверхность таких апланатических линз выбирается сферической [48]. Поэтому при дальнейших исследованиях теневой профиль линзы выбирался в виде сферического сегмента (а сама линза выполнялась в виде тела вращения) (рис. 49).

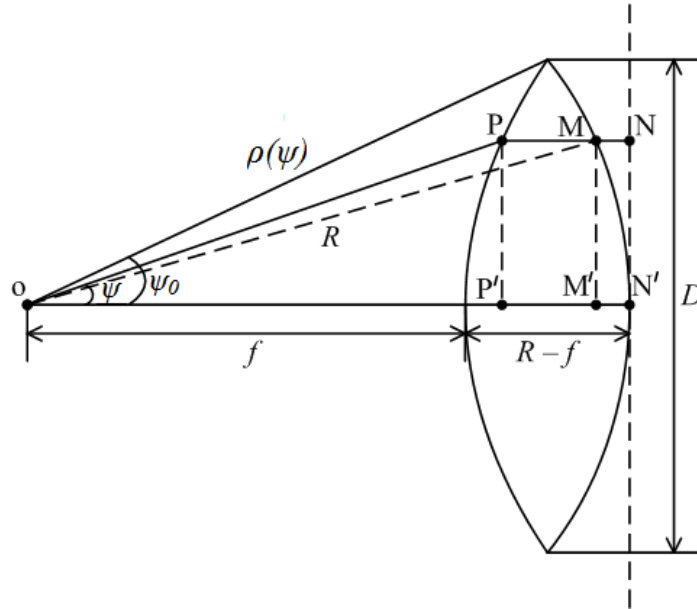


Рис. 49. Пояснение к выводу формулы профиля апланатической линзы.

При этом, освещенный профиль линзы определялся в приближении геометрической (физической) оптики [46, 48].

Обозначим через $\rho(\psi)$ – расстояние от фокальной точки F до произвольной точки P на освещённой поверхности линзы. Оптическая длина пути от фокуса до точки N должна быть постоянна, то есть должно выполняться соотношение:

$$\rho(\psi) + PM \cdot n + MN = f + (R - f) \cdot n, \quad (29)$$

где буквой n обозначен коэффициент преломления линзы, который для диэлектрической линзы определяется как $n = \sqrt{\varepsilon}$, где ε – диэлектрическая проницаемость материала линзы. Учитывая, что расстояние FP совпадает с фокусным расстоянием ($FP = f$), а центр теневой сферической поверхности радиуса R совпадает с точкой F , из геометрии линзы, изображённой на рис. 39 получаем:

$$\begin{aligned}
 MP = M'P' = OM' - OP' &= \sqrt{R^2 - (\rho(\psi) \sin(\psi))^2} - \rho(\psi) \cos(\psi) \\
 MN = M'N' = ON' - OM' &= R - \sqrt{R^2 - (\rho(\psi) \sin(\psi))^2}.
 \end{aligned} \tag{30}$$

Подставляя соотношение (30) в выражение (29) получим:

$$\begin{aligned}
 \rho(\psi) + n(\sqrt{R^2 - (\rho(\psi) \sin(\psi))^2} - \rho(\psi) \cos(\psi)) + R - \\
 - \sqrt{R^2 - (\rho(\psi) \sin(\psi))^2} = f(n-1) + nR.
 \end{aligned} \tag{31}$$

После ряда элементарных алгебраических преобразований (31) принимает следующий вид:

$$\rho(\psi)(n \cos \psi - 1) + (n-1)(R - f) = (n-1)\sqrt{R^2 - (\rho(\psi) \sin(\psi))^2}. \tag{32}$$

Возводя в квадрат левую и правую части выражения (32) и преобразуя получившееся выражение, получаем искомого соотношения для вычисления профиля освещённой поверхности апланатической линзы с сферической теневой поверхностью:

$$\begin{aligned}
 \rho(\psi) = \frac{(n \cdot \cos(\psi) - 1) \cdot (R - f)}{\frac{(n \cdot \cos(\psi) - 1)^2}{n-1} + (n-1) \cdot \sin^2(\psi)} \pm \\
 \pm \frac{\sqrt{R^2 \cdot (n \cdot \cos(\psi) - 1)^2 + 2f \cdot R \cdot ((n-1) \cdot \sin(\psi))^2 - (f \cdot (n-1) \cdot \sin(\psi))^2}}{\frac{(n \cdot \cos(\psi) - 1)^2}{n-1} + (n-1) \cdot \sin^2(\psi)}.
 \end{aligned} \tag{33}$$

Отметим, что уравнение (33) в зависимости от знака перед арифметическим квадратным корнем справедливо как для замедляющей (диэлектрической) линзы (знак «-»), так и для ускоряющей (волноводной) линзы (знак «+»).

Профиль диэлектрической апланатической линзы с теневой сферической поверхностью зависит от коэффициента преломления линзы n , радиуса теневой поверхности R и фокусного расстояния линзы f . На рис. 48 показано несколько возможных видов профилей диэлектрических линз с различными геометрическими параметрами, рассчитанными по соотношению (33). Как следует из приводимых рисунков, уравнение (33) имеет два решения, каждое из которых соответствует своему профилю линзы, которые обозначены цифрами 1 и 2 на рис. 50, но так как для второго

профиля ($2\psi_0 > 2\pi$) соотношение (29) не выполняется, этот профиль соответствует постороннему решению уравнения (33) (постороннее решение могло возникнуть при возведении в квадрат выражения (32)).

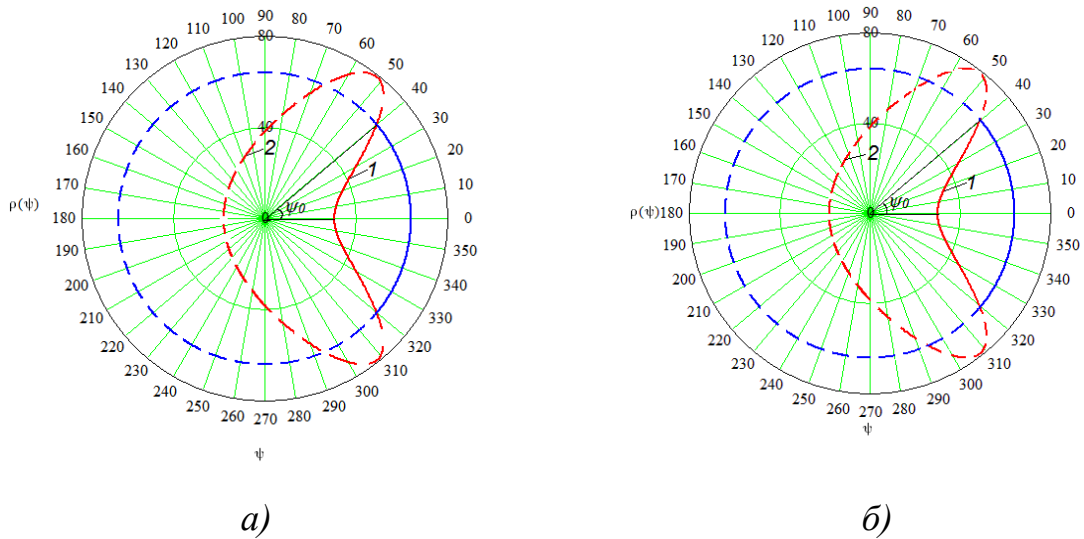


Рис. 50. Схематичное изображение профилей диэлектрической линзы.

Конфигурация линзы, показанной на рис. 50, получается в результате пересечения профиля 1, получаемого из соотношения (33), с окружностью постоянного радиуса R ($2\psi_0 < 2\pi$), профиль линзы показан сплошными линиями. Профиль, показанный на рис. 50а, имеет радиус теневой поверхности равный $R = 9,19\lambda$, а фокусное расстояние равно $f = 4,04\lambda$, соответственно, на рис. 50б радиус теневой поверхности $R = 9,41\lambda$, фокусное расстояние $f = 4,41\lambda$.

При определении габаритов диэлектрической линзы необходимо выбрать такие пары фокусного расстояния f и радиуса теневой поверхности R , чтобы радиус апертуры линзы R_0 позволял обеспечить требуемый сектор обзора. В предыдущем разделе было определено, что для этого радиус апертуры R_0 должен быть приблизительно равен $6,04\lambda$. Профили, представленные на рис. 50, при требуемом $R_0 = 6,04\lambda$ обладают минимальной толщиной линзы ($R - f$). При радиусе апертуры линзы $R'_0 > R_0$ возможно обеспечить требуемый радиус раскрыва R_0 , как показано на рис. 51. Цифрой

3 обозначены скосы, за счёт которых уменьшается реальный радиус раскрыва линзы R'_0 до требуемого R_0 . Отметим, что при наличии скосов толщина линзы увеличивается.

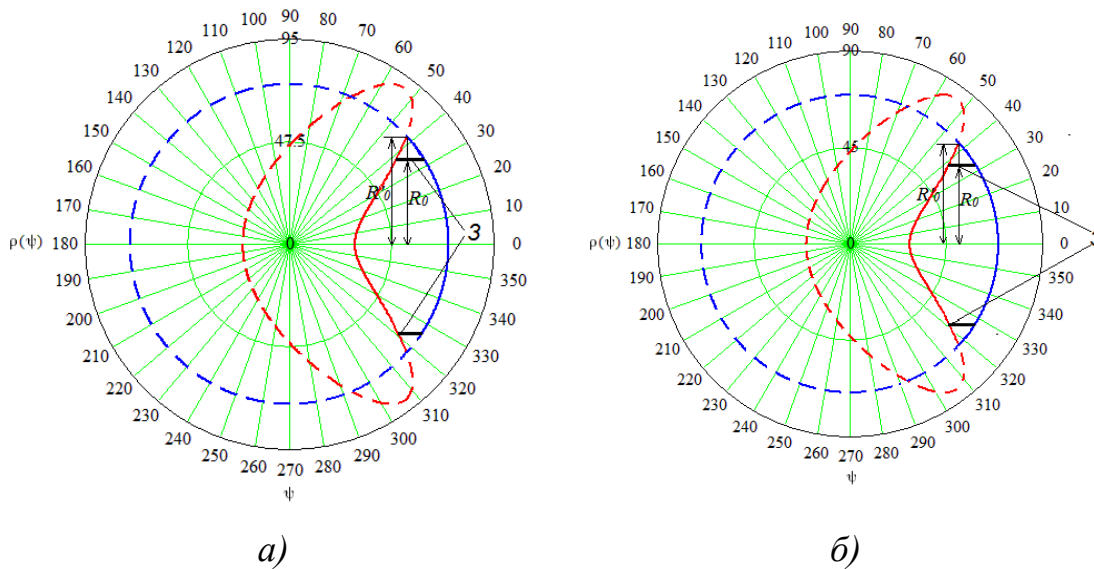


Рис. 51. Способ уменьшения апертуры диэлектрической линзы.

На рис. 51а показан профиль линзы с фокусным расстоянием $f = 4,48$ и радиусом теневой поверхности $R = 9,41$, а на рис. 51б с $f = 4,11\lambda$ и $R = 10,2\lambda$. Таким образом, существует множество различных пар f и R , позволяющих сформировать линзу с требуемым размером апертуры. Поэтому желание получить максимально высокий КУ в требуемом секторе обзора приводит к необходимости подбора радиуса теневой сферической поверхности R , фокусного расстояния f линзы, а также параметров облучателя, обеспечивающих максимальный уровень КУ. К сожалению, получить аналитическое соотношение для решения этой задачи не удалось. Поэтому ниже рассматриваются результаты электродинамического моделирования характеристик направленности апланатической диэлектрической линзы с различными геометрическими размерами (R и f) и с различными характеристиками направленности облучателя.

3.2. Результаты электродинамического моделирования линзового крупноапертурного излучателя с облучателем из 7и волноводно-стержневых антенн

Оптимизация линзовой антенны осуществлялась итерационным методом с использованием программного пакета ФЕКО аналогично оптимизации зеркального многолучевого КАИ. Исходными данными при оптимизации являлся радиус апертуры линзы. При этом, по максимальному уровню КУ оптимизируется фокусное расстояние f , радиус теневой поверхности линзы R , диэлектрическая проницаемость линзы ϵ .

Важнейшим моментом при оптимизации является выбор типа и размеров облучателя. В работе рассматривалось два типа облучателя: одиночный конический рупор с апертурой a , фазовый центр которого располагается в фокусе линзы (или смещён из фокуса в фокальной плоскости линзы на $2a$) и система из семи волноводно-стержневых диэлектрических антенн бегущей волны. Выбор этих типов облучателей обуславливается следующими причинами. При изменении величины раскрыва одиночного рупорного облучателя для определённого набора f и R можно найти такой оптимальный раскрыв $a_{\text{опт}}$, при котором обеспечивается максимальный КУ. Определение ДН одиночного конического рупора позволяет судить о целесообразной форме амплитудного распределения по раскрыву линзового КАИ для обеспечения максимального КУ.

На рис. 52 показаны зависимость ширины ДН конического рупора по уровню -3 дБ (рис. 52а – в плоскости XOY , а 52б – в плоскости XOZ) в основных плоскостях и зависимость КУ G рупора в направлении оси антенны от радиуса раскрыва рупора (a).

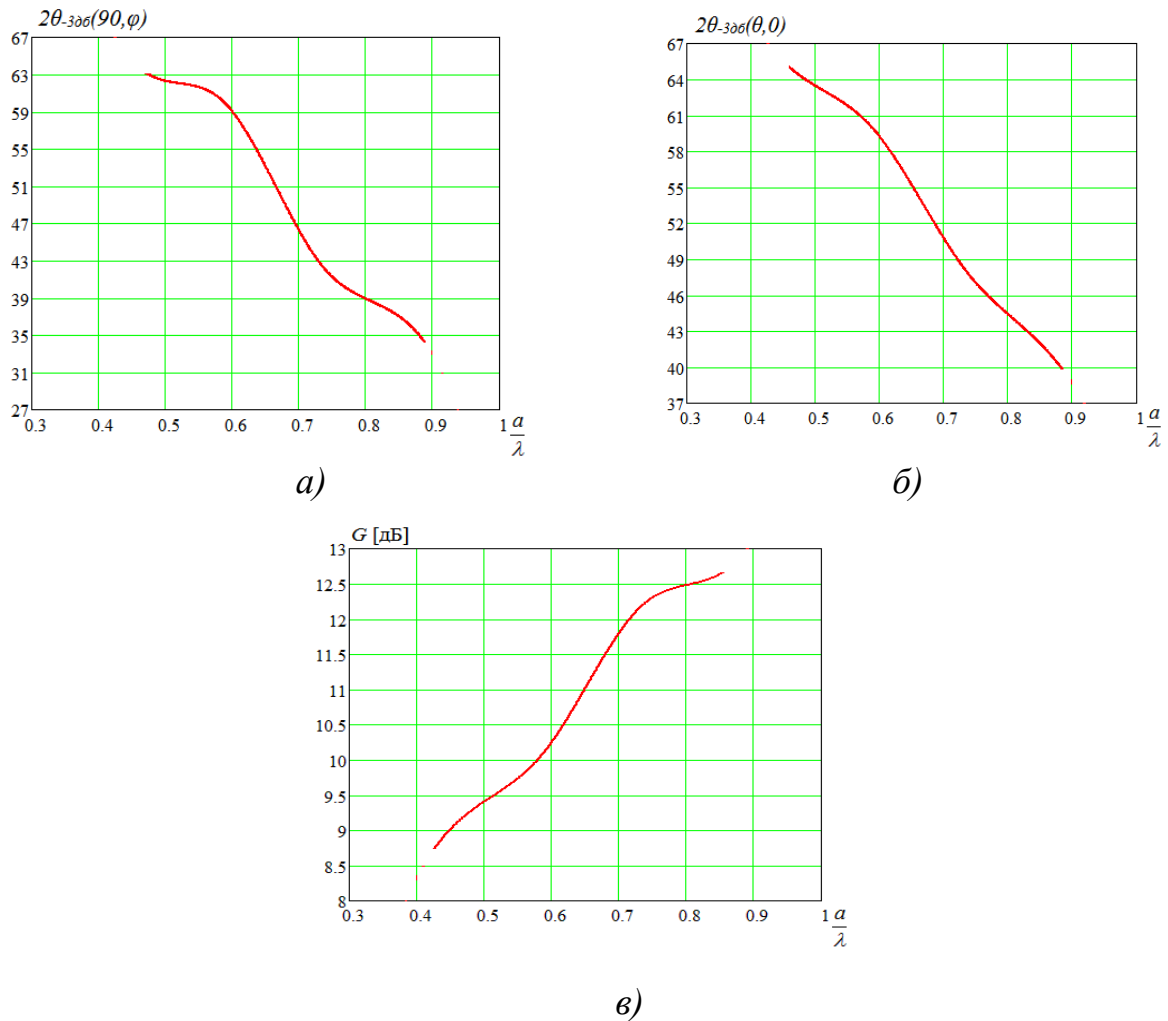


Рис. 52. Зависимости ширины ДН в плоскостях XOY и XOZ (а,б) и КУ (в) конического рупора от радиуса раскрыва.

Эти данные использовались в дальнейшем при моделировании КАИ с рупорным облучателем и с облучателем в виде волноводно-стержневой антенны.

В линзовой антенне с семиэлементным рупорным облучателем уровень пересечения лучей зависит от расстояния между фазовыми центрами элементов в облучателе, поэтому это расстояние должно быть таким, чтобы уровень пересечения лучей был оптимальным. В связи с этим на начальных этапах оптимизации в качестве облучателя выбирался конический рупор с наименьшим из рассмотренных выше раскрывов, обеспечивающих оптимальный уровень пересечения ($a = 0,44\lambda$). Однако, при такой апертуре облучателя получается малый КУ вдоль оси антенны ($\sim 28,5$ дБ). Для

повышения КУ вдоль оси КАИ требуется увеличение апертуры рупорного облучателя. Но при этом наблюдается значительное падение КУ в направлении пересечения лучей. Поэтому для многолучевого КАИ использование подобного облучателя представляется нецелесообразным.

Однако, характеристики направленности конического рупора, обеспечивающие максимальный КУ в линзовом КАИ ДН облучателя (одиночного конического рупора) оптимального линзового КАИ дают необходимую начальную информацию для построения КАИ с облучателем в виде семиэлементного диэлектрического волноводно-стержневого облучателя и позволяют уменьшить объем численного моделирования для определения его структуры, обеспечивающей как максимальный КУ, так и требуемый уровень пересечения лучей линзового КАИ.

3.3. Оптимизация профиля линзы

В процессе оптимизации были рассмотрены несколько различных профилей диэлектрической линзы, облучателем которой являлся одиночный конический рупор. Учитывая, что радиус профиля линзы должен оставаться неизменным, кривизна профиля линзы изменялась путём подбора различных пар f и R , при которых $R_0 \approx 6,04\lambda$. На рис. 53 показана зависимость КУ в направлении оси антенны для нескольких профилей диэлектрической апланатической линзы с облучателем в виде открытого конца круглого волновода радиуса $a = 0,426\lambda$.

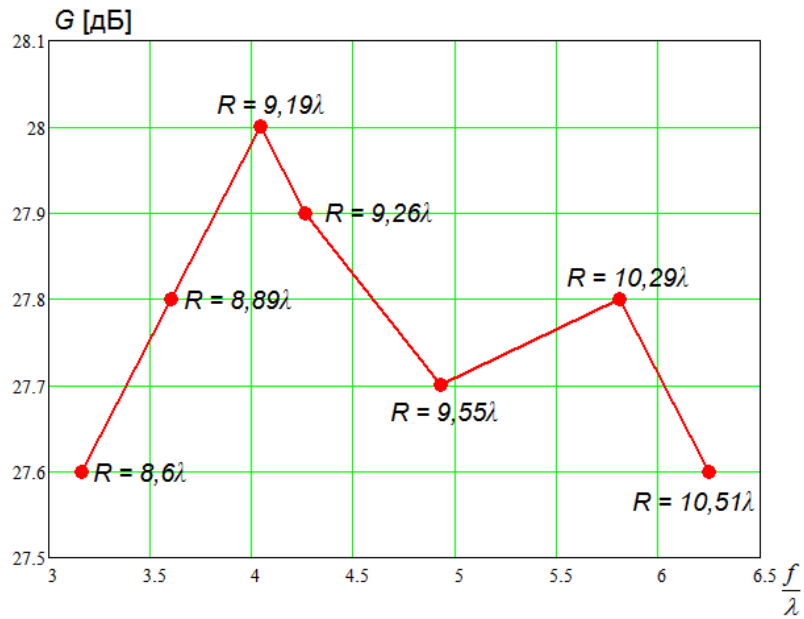


Рис. 53. Зависимость КУ линзового КАИ от фокусного расстояния, при различных радиусах теневой поверхности (R).

Как видно, для выбранного размера облучателя, наибольшим КУ ($G_{\max} = 28$ дБ) обладает линза с фокусным расстоянием $f_{\text{опт}} = 4,117\lambda$ и радиусом теневой поверхности $R_{\text{опт}} = 10,2\lambda$. Дальнейшее увеличение КУ линзового КАИ возможно за счёт сужения ДН облучателя. На рис. 54 приведена зависимость КУ линзового КАИ при $f = 4,117\lambda$, $R = 10,2\lambda$ с коническим рупором в облучателе от величины радиуса раскрыва рупора.

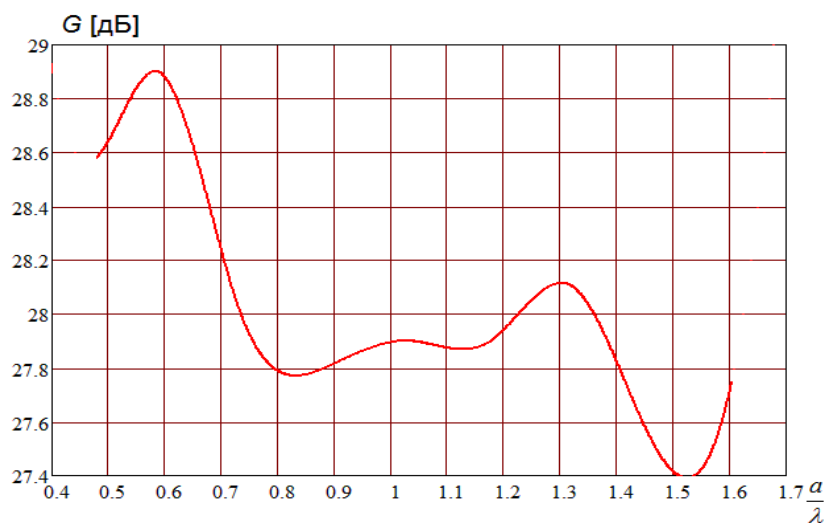


Рис. 54. Зависимость КУ линзового КАИ ($f = 4,117\lambda$, $R = 10,2\lambda$) от величины радиуса раскрыва рупора в облучателе.

Данные, приведённые на рис. 54, показывают, что использование конического рупора с раскрывом $a = 0,58\lambda$ позволяет достигнуть максимального КУ $G_{max} = 28,9$ дБ. Следующим этапом оптимизации линзового КАИ с оптимальным рупорным излучателем является повторный подбор оптимального фокусного расстояния линзы и радиуса теневой поверхности линзы.

По итогам предварительного моделирования было установлено, что при увеличении фокусного расстояния линзы для повышения КУ требуется использовать более направленные облучатели, поэтому дальнейшие исследования проводились с рупором, радиус раскрыва которого a больше $0,58\lambda$. То есть радиус раскрыва облучателя выбирался равным $a = 0,73\lambda$. На рис. 55 приведена зависимость КУ КАИ с рупорным облучателем ($a = 0,73\lambda$) от фокусного расстояния. При этом, радиус теневой поверхности подбирался таким, что радиус апертуры линзы $R_0 \geq 6,04\lambda$.

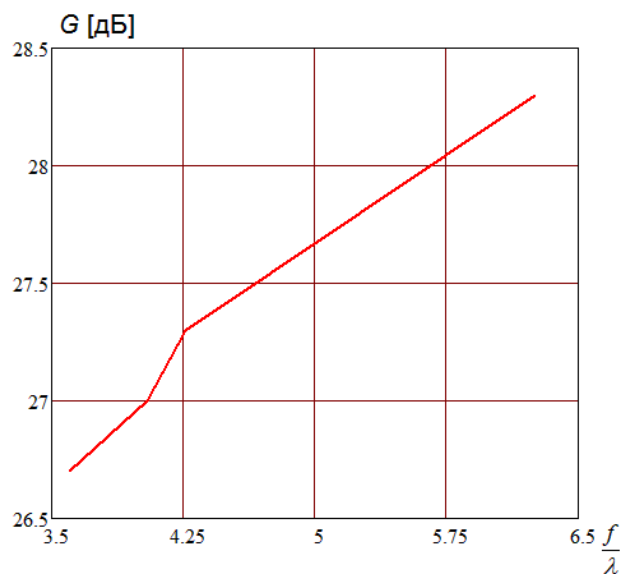


Рис. 55. Зависимость КУ КАИ с рупорным облучателем ($a = 0,73\lambda$) от фокусного расстояния.

Из рис. 55 следует, что максимальный КУ равен $G_{max} = 28,7$ дБ и соответствует фокусному расстоянию линзы $f = 6,25\lambda$ и радиусу теневой поверхности $R = 12,2\lambda$. Сравнение рис. 54 и 55 показывает, что с увеличением фокусного расстояния КУ линзового КАИ с рупорным облучателем, радиус

раскрыва которого $a = 0,73\lambda$, снизился примерно на 0,8 дБ. Это могло произойти из-за недостаточно узкой ДН облучателя этого КАИ. Поэтому на рис. 56а приведены зависимости КУ КАИ с $f = 8,45\lambda$ и $R = 12,2\lambda$ от величины раскрыва облучателя, а на рис. 56б – зависимость уровня пересечения лучей (q) центрального и смещённого рупоров (на $2(a + t)$ относительно фазового центра центрального рупора, где t – толщина стенок конического рупора), от величины их апертуры a . Отметим, что толщина стенок конического рупора выбиралась фиксированной для всех раскрывов и равной $t = 0,036\lambda$.

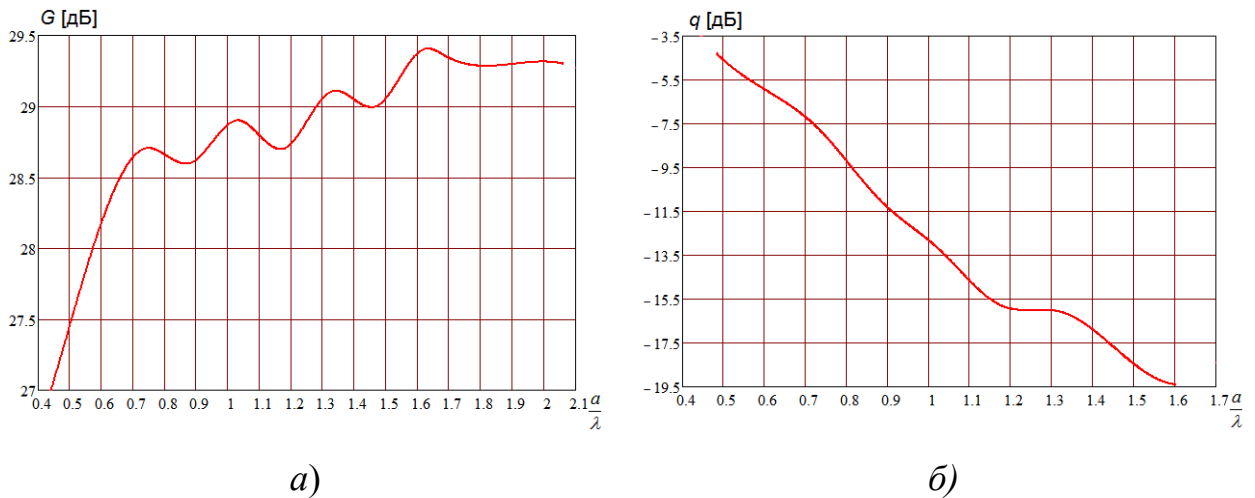


Рис. 56. Зависимости КУ КАИ ($f = 8,45\lambda$ и $R = 12,2\lambda$) от величины раскрыва облучателя.

Из рис. 56а следует, что максимальный КУ соответствует $a_{\text{опт}} = 1,617\lambda$ и равен $G_{\text{max}} = 29,4$ дБ, а из рис. 56б – что наиболее близким к оптимальному уровню пересечения лучей обладают рупорные облучатели с радиусом раскрыва $a = 0,44\lambda \dots 0,58\lambda$, а при увеличении a уровень пересечения лучей резко снижается. Так, при использовании конического рупорного облучателя с радиусом раскрыва $a_{\text{опт}} = 1,617\lambda$ уровень пересечения лучей q будет равен - 19,4 дБ.

Противоречивые требования по получению максимального КУ и уровня пересечения соседних лучей на уровне -4,6 – -6 дБ могут быть разрешены с использованием облучателя, имеющего достаточно малую апертуру и в то же время способного формировать узкую ДН. В качестве

такого облучателя возможно использование волноводно-стержневой антенны бегущей волны. На рис. 57 схематически показана одиночная волноводно-стержневая антенна на основе круглого волновода и кластер из 7и таких антенн в разрезе.

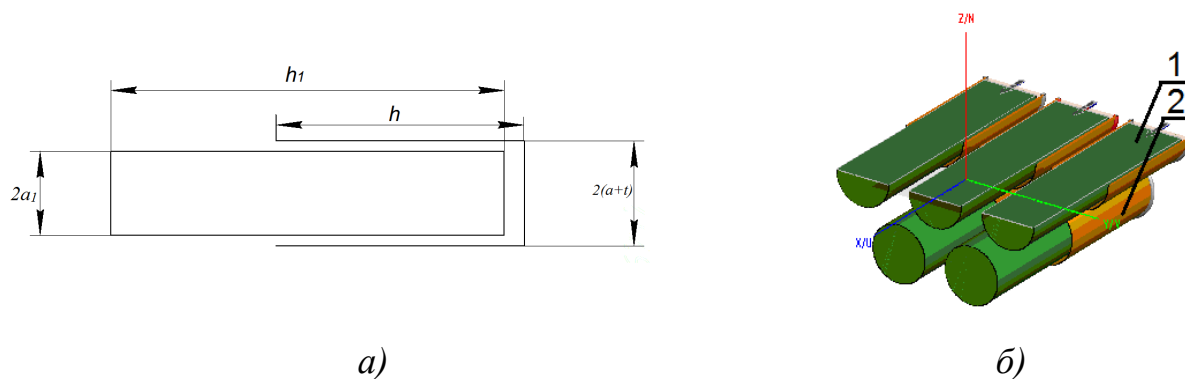


Рис. 57. Схематичное изображение волноводно-стержневой антенны (а) и 7-и элементного кластера в разрезе, состоящего из волноводно-стержневых антенн (б).

На рис. 57б цифрой 1 обозначен диэлектрический стержень, цифрой 2 – металлическая поверхность круглого волновода. На рис. 58 показан внешний вид многолучевого линзового КАИ с облучателем, состоящим из 7-и круглых волноводно-стержневых антенн.

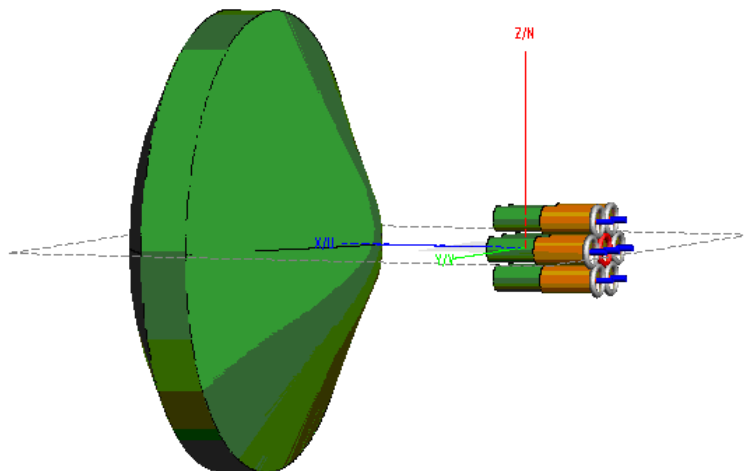


Рис. 58. Вид линзового КАИ с 7-и элементным облучателем.

3.3.1. Оптимизация элемента облучателя крупноапертурного излучателя

Ширина ДН волноводно-стержневой антенны зависит от длины стержня h_1 , радиуса стержня a_1 , диэлектрической проницаемости стержня ε_1 . В процессе проводимого моделирования было установлено, что для получения уровня пересечения соседних лучей в плоскости XOY в районе $-4,6$ – -6 дБ радиус питающего круглого волновода может быть выбран приблизительно равным $a = 0,36\lambda$.

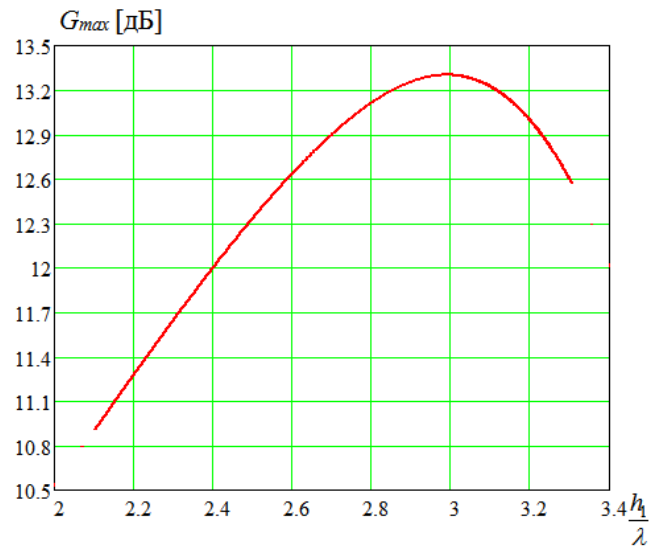
На рис. 59, 60, 61 приведены соответственно рассчитанные зависимости ширины ДН по уровню -3 дБ и зависимость КУ в направлении оси антенны от длины стержня, а также аналогичные зависимости от радиуса диэлектрического стержня и от диэлектрической проницаемости стержня. На рис. 62 показаны изменения ширины ДН и максимального уровня КУ в полосе частот. По горизонтальной оси на рис. 62 отложено относительное изменение частот $\Delta = \frac{F - F_0}{F_0} 100\%$, F_0 – средняя частота, для которой оптимизировался КАИ.



а)

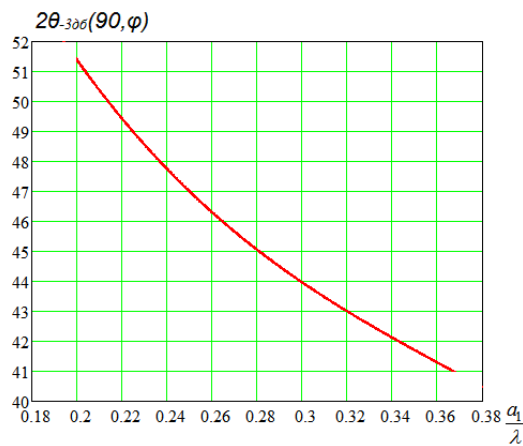


б)

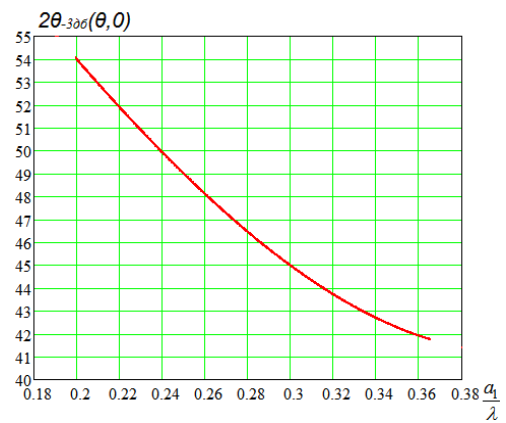


в)

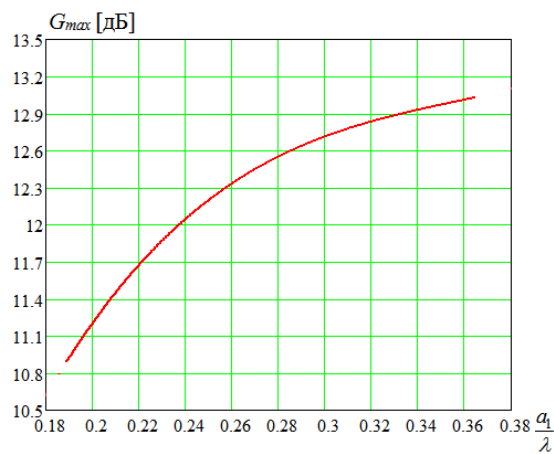
Рис. 59. Зависимости ширины ДН в плоскостях XOY и XOZ (а,б) и KY (в) волноводно-стержневой антенны от длины стержня.



а)

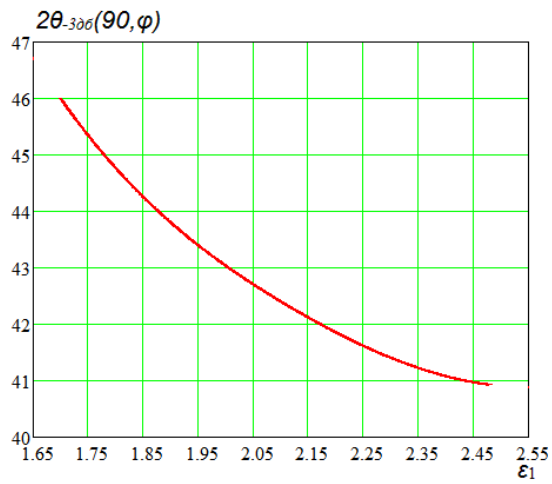


б)

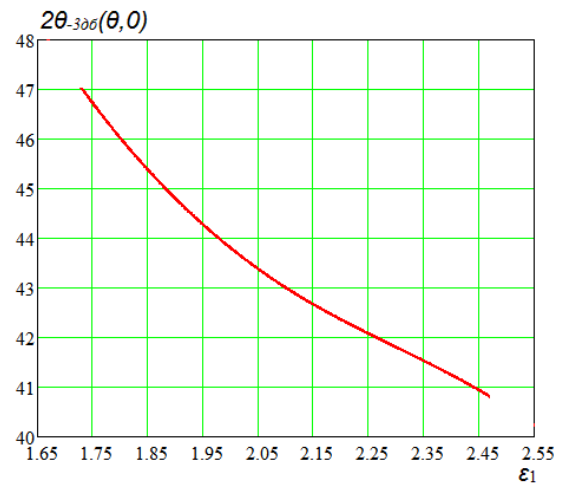


в)

Рис. 60. Зависимости ширины ДН в плоскостях XOY и XOZ (а,б) и KY (в) волноводно-стержневой антенны от радиуса стержня.



a)

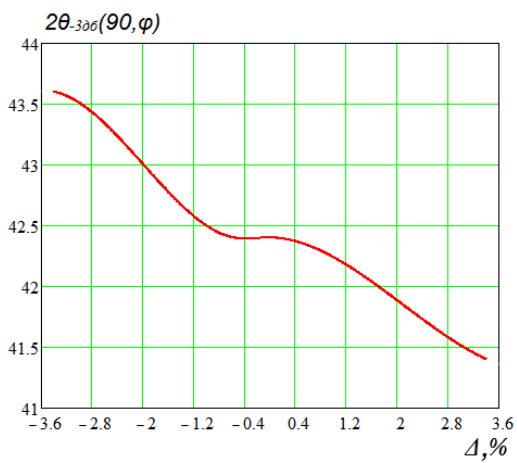


б)



в)

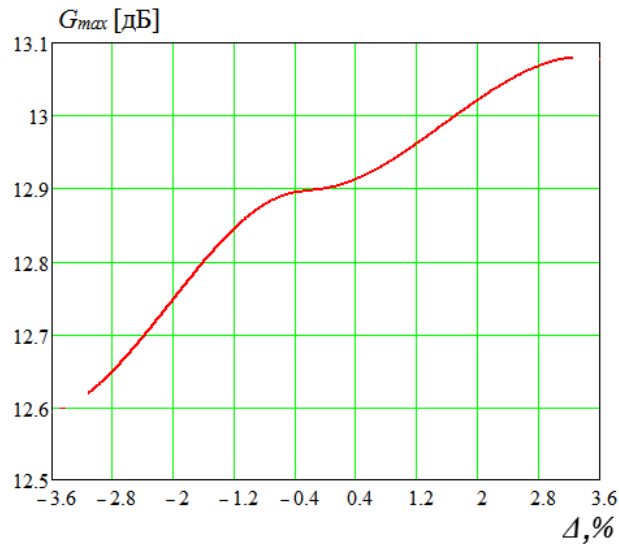
Рис. 61. Зависимости ширины ДН в плоскостях XOY и XOZ (а, б) и KY (в) волноводно-стержневой антенны от диэлектрической проницаемости стержня.



a)



б)

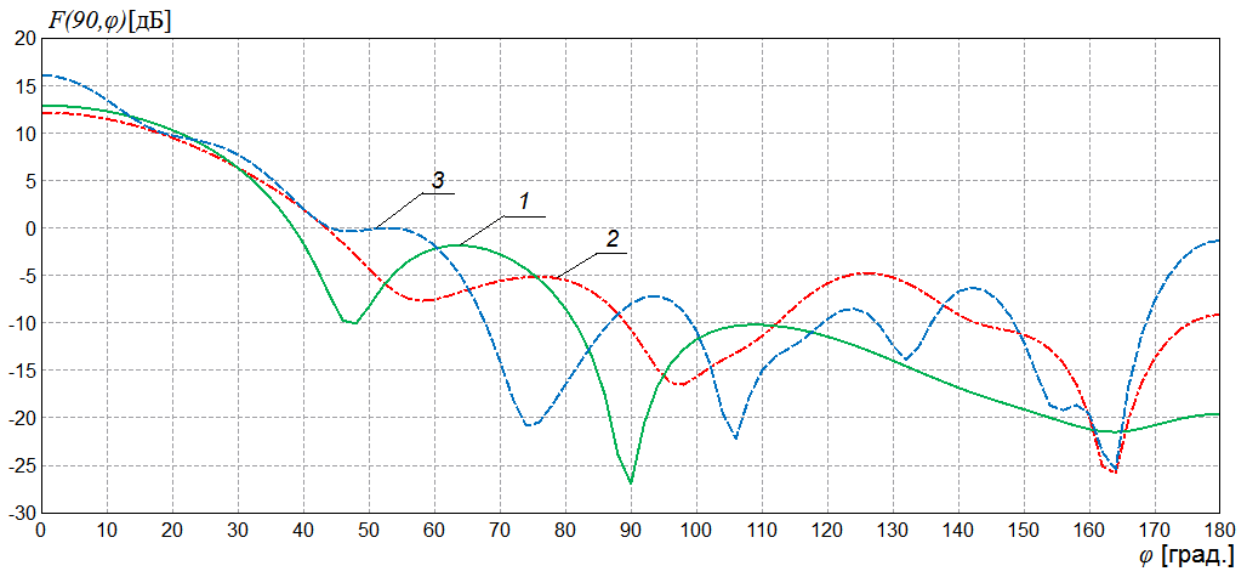


в)

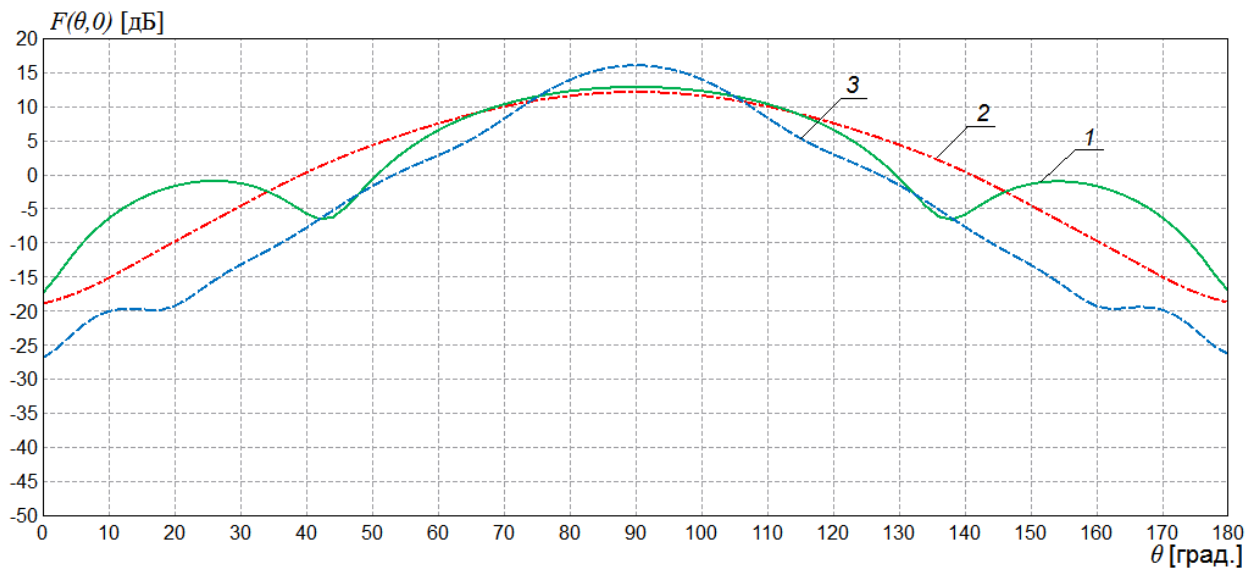
Рис. 62. Изменение ширины ДН в плоскостях XOY и XOZ (а,б) и KY (в) волноводно-стержневой антенны в полосе частот.

На основе выше приведённых данных и результатов оптимизации линзового КАИ с рупорным облучателем была выбрана волноводно-стержневая антенна бегущей волны, ширина ДН по уровню -3дБ которой совпадает с шириной ДН рупорного облучателя по уровню -3дБ с радиусом раскрыва $a = 0,73\lambda$, а ширина ДН по уровню -15 дБ совпадает с шириной ДН по уровню -15 дБ рупорной антенны с радиусом раскрыва $a = 1,61\lambda$. Радиус питающего волновода такой волноводно-стержневой антенны равен $a = 0,36\lambda$, толщина питающего волновода – $t = 0,07\lambda$, длина волновода – $h = 1,47\lambda$, длина диэлектрического стержня – $h_1 = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня – $a_1 = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость материала стержня $\epsilon_1 = 2,1$.

На рис. 63 показаны ДН выбранной волноводно-стержневой антенны бегущей волны, обозначенная цифрой 1, ДН конического рупора с раскрывом $a = 0,73\lambda$, обозначенная цифрой 2 и ДН конического рупора с раскрывом $a = 1,61\lambda$.



а)



б)

Рис. 63. ДН волноводно-стержневой антенны (1) и конического рупора (2,3) в плоскостях XOY (а) и XOZ (б).

При сравнении ДН рупоров (2 и 3) и антенны бегущей волны (1) видно, что антенна бегущей волны обладает более низким УБЛ. Таким образом, в линзовом КАИ с облучателем в виде волноводно-стержневой антенны бегущей волны возможно получить более высокий коэффициент эффективности, нежели при использовании в качестве облучателя рупорной антенны, в силу того, что в антенне бегущей волны меньшая часть энергии проходит мимо раскрыва линзы, чем в коническом рупоре.

На основе ДН, приведённых на рис. 63, можно приблизительно определить амплитудно-фазовое распределение в раскрыве линзовой антенны с фиксированной апертурой. Отметим, что согласно данным, приведённым на рис. 62, волноводно-стержневая антенна бегущей волны обладает довольно стабильной шириной ДН в рассматриваемой полосе частот, что в перспективе обеспечит более стабильные характеристики направленности КАИ в этой полосе.

В процессе оптимизации линзового КАИ была определена зависимость КУ в направлении оси линзовой антенны от фокусного расстояния линзы рис. 64 с облучателем в виде «оптимальной» волноводно-стержневой антенны, параметры которой приведены выше. В процессе моделирования установлено, что фазовый центр такого оптимального волноводно-стержневого облучателя находится на расстоянии $s = 0,73\lambda$ от раскрыва питающего волновода и при оптимизации фазовый центр совмещался с фокальной точкой линзы.

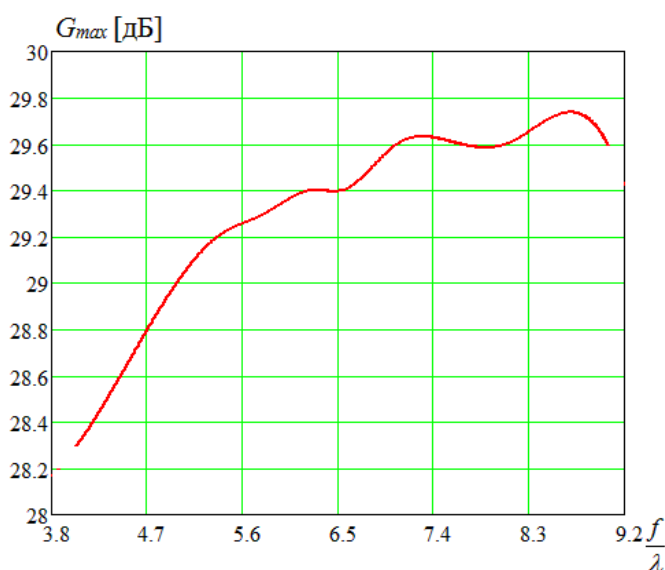


Рис. 64. Зависимость КУ в направлении оси линзовой антенны от фокусного расстояния линзы.

Из рис. 64 следует, что максимальный КУ КАИ с облучателем в виде волноводно-стержневой антенны равен $G_{max} = 29,7$ дБ. При этом,

оптимальное фокусное расстояние и радиус теневой поверхности выбирались равными $f_{\text{опт}} = 8,45\lambda$ и $R_{\text{опт}} = 12,2\lambda$ соответственно.

В заключении оптимизировалась диэлектрическая проницаемость материала оптимального профиля линзового КАИ. На рис. 65 показана зависимость КУ КАИ от диэлектрической проницаемости материала линзы ε при неизменных остальных подбираемых параметрах.

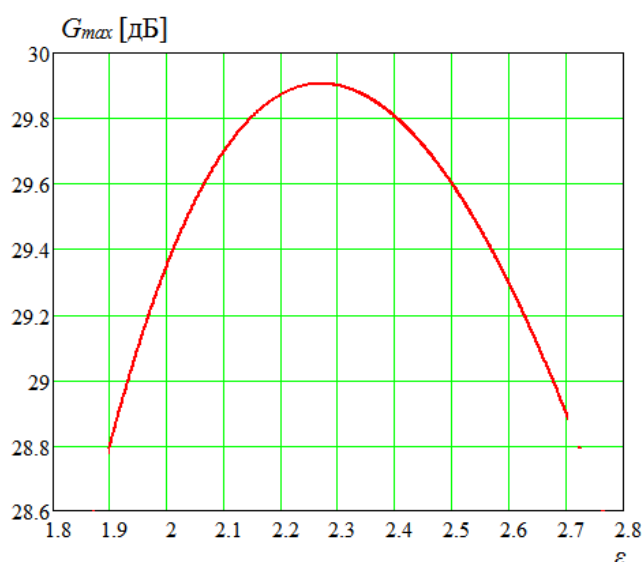


Рис. 65. Зависимость КУ линзового КАИ от диэлектрической проницаемости материала линзы.

Данные, приведённые на рис. 65, позволили установить, что использование линзы, сделанной из материала с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{\text{опт}} = 2,3$, позволяет повысить КУ и добиться максимального значения $G_{\text{max}} = 29,9$ дБ (что соответствует коэффициенту эффективности $g = 0,68$) или при согласовании облучателя КУ может быть увеличен до $G_{\text{max}} = 30,4$ дБ ($g = 0,75$).

На рис. 66 приведена зависимость уровня пересечения соседних лучей (q) от расстояния между фазовыми ($2(a + t + m)$) центрами центральной и отклонённой волноводно-стержневой антенны. Так как $2(a + t) = 0,792\lambda$ величина постоянная для данного КАИ, то уровень пересечения лучей q (рис. 66) построен в зависимости от m .

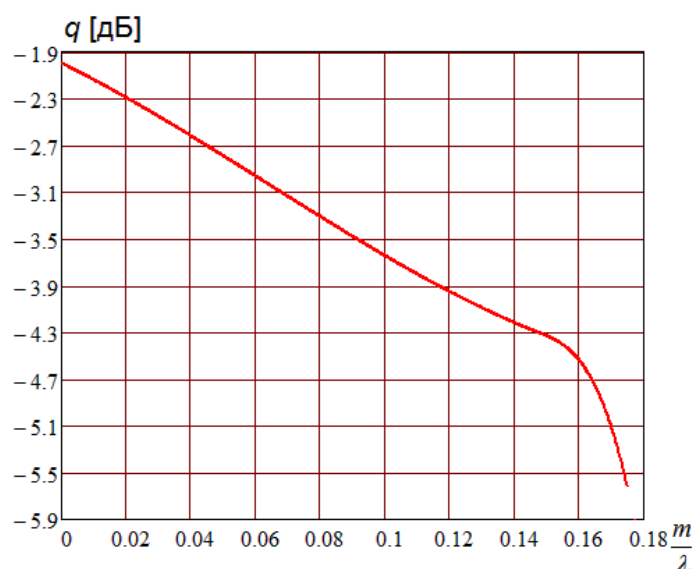


Рис. 66. зависимость уровня пересечения соседних лучей от расстояния между фазовыми центрами центральной и отклонённой волноводно-стержневой антенны.

Из рис. 66 следует, что применение волноводно-стержневой антенны бегущей волны позволяет обеспечить требуемый уровень пересечения соседних лучей (-4,6 – -6 дБ). При этом, расстояние между фазовыми центрами соседних элементов облучателя несколько превышает размер $(2(a + t))$, что создает необходимые предпосылки для построения семиэлементного облучателя.

3.3.2. Диаграмма направленности линзового крупноапертурного излучателя

Как следует из данных, полученных в процессе электромагнитного моделирования и оптимизации линзового КАИ, более высокий КУ имеет КАИ, выполненный на основе диэлектрической апланатической линзы с большим фокусным расстоянием. Однако, фокусное расстояние определяет продольный размер КАИ и с этой точки зрения его целесообразно уменьшить. Поэтому в процессе моделирования рассматривались КАИ с профилем линзы, соответствующим изменению фокусного расстояния в интервале $4,11\lambda - 8,45\lambda$.

Выбранные границы фокусного расстояния объясняются следующими причинами. При $f < 4\lambda$ КУ линзового КАИ начинает резко уменьшаться, а при $f > 8\div 9\lambda$ рост КУ с увеличением f становится незначительным и, с точки зрения габаритно-конструктивных ограничений, не вполне оправданным.

Соответствующие характеристики направленности (ДН КАИ в масштабе КУ) для одиночного и семиэлементного волноводно-стержневого облучателя КАИ с различными фокусными расстояниями приводятся ниже.

Так, на рис. 67 приведена ДН центрального луча линзового короткофокусного КАИ, а на рис. 68 приведена семилучевая ДН (в плоскости XOY – рис. 68а, в плоскости XOZ – рис. 68б). Фокусное расстояние этого КАИ равно $f = 4,11\lambda$, радиус теневой поверхности $R = 10,2\lambda$, радиус апертуры линзы $R_0 = 6,04\lambda$, диэлектрическая проницаемость материала линзы $\varepsilon = 2,1$. Облучатель состоит из 7-и плотно упакованных волноводно-стержневых антенн бегущей волны с габаритами (радиус питающего волновода равен $a = 0,36\lambda$, длина – $h = 1,47\lambda$, толщина питающего волновода $t = 0,036\lambda$, длина диэлектрического стержня $h_l = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня $a_l = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость стержня $\varepsilon_l = 2,1$).

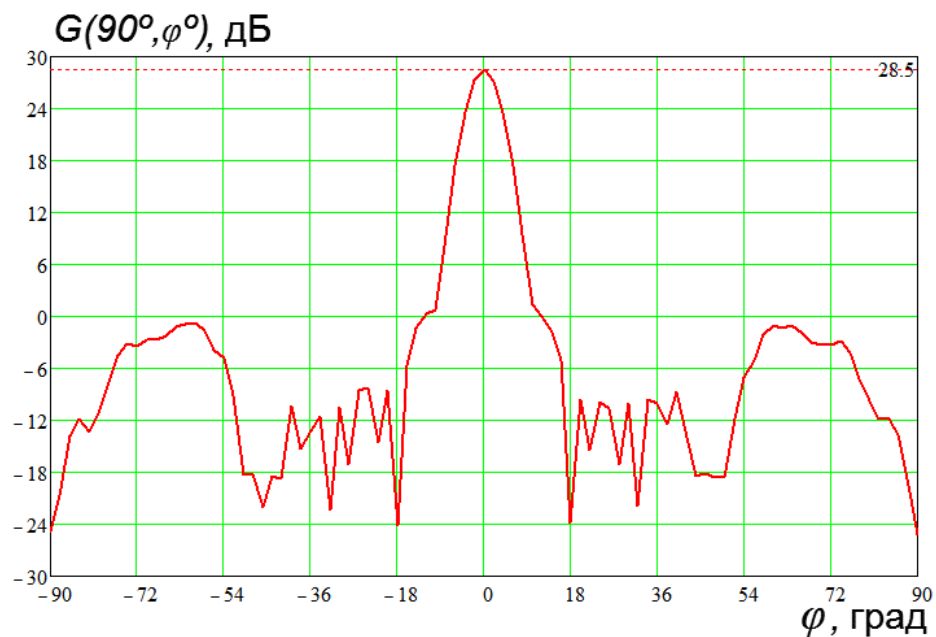
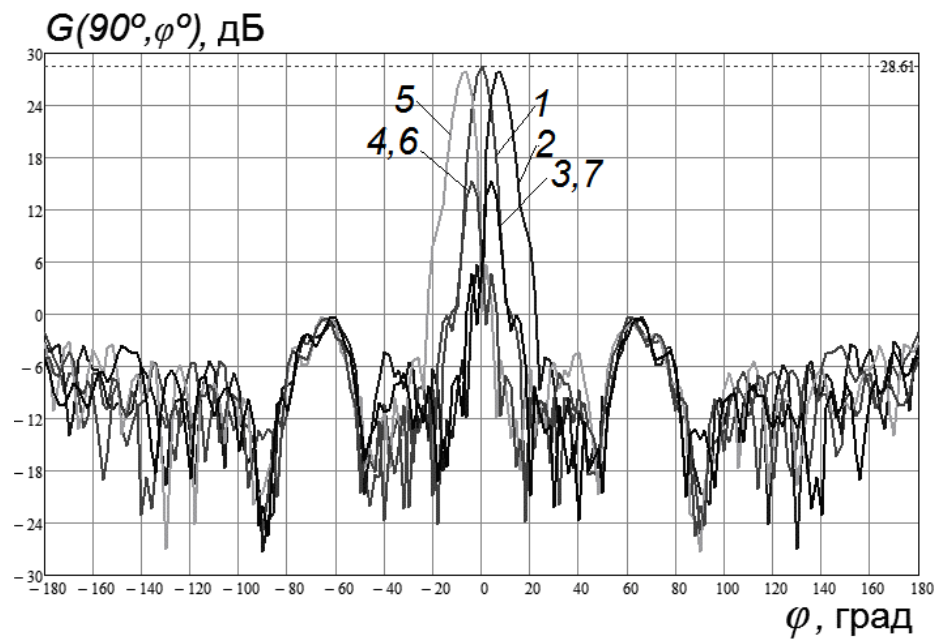
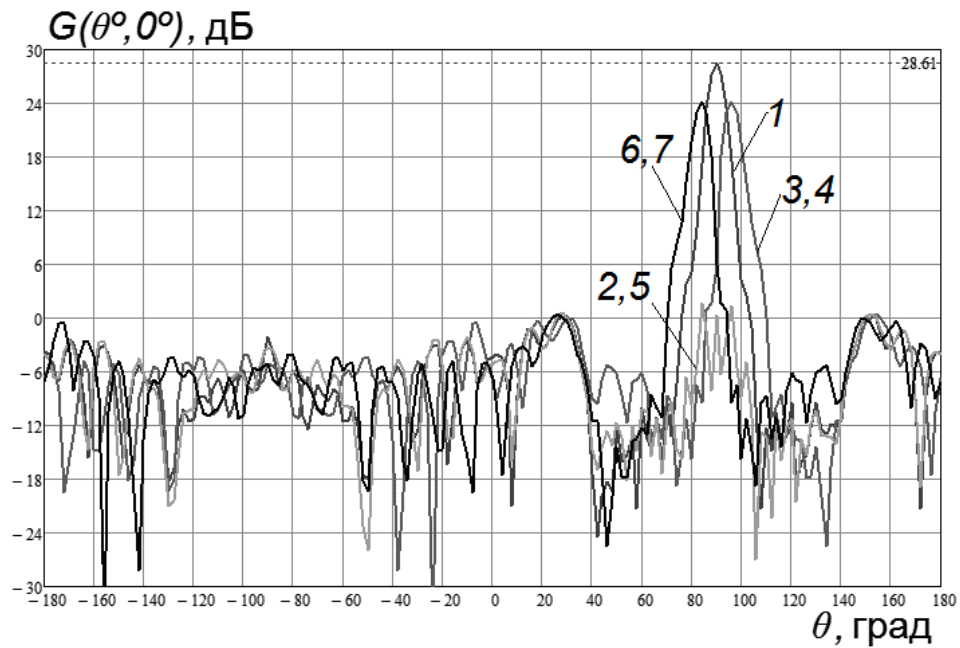


Рис. 67. ДН центрального луча линзового короткофокусного КАИ ($f = 4,11\lambda$, $R_0 = 6,04\lambda$, $R = 10,2\lambda$).



а)



б)

Рис. 68. ДН 7-и лучевого линзового короткофокусного КАИ ($f = 4,11\lambda$, $R_0 = 6,04\lambda$, $R = 10,2\lambda$).

Анализ приведённых ДН показывает, что уровень пересечения соседних лучей в данном 7-лучевом КАИ в плоскости XOY составил -4,60 дБ, а в плоскости XOZ – -5,66 дБ. При этом, уровень боковых лепестков в ДН в плоскости XOY не превышает 28 дБ, а в плоскости XOZ – 24 дБ.

Максимальный КУ КАИ по нормали составляет 28,5 дБ, что эквивалентно коэффициенту эффективности антенны $g = 0,493$. Отметим то, что коэффициент отражения на входе облучателей в данном случае был приблизительно равен 0,38, поэтому КУ КАИ может быть увеличен примерно на 0,5 дБ за счёт согласования каждого из облучателей.

На рис. 69 приведена ДН длиннофокусного КАИ в плоскости XOY , фокусное расстояние которого равно $f = 8,45\lambda$, радиус теневой поверхности $R = 12,2\lambda$, радиус апертуры линзы $R_0 = 6,04\lambda$, диэлектрическая проницаемость материала линзы $\varepsilon = 2,3$, а облучатель состоит из 2х плотно упакованных волноводно-стержневых антенн бегущей волны с габаритами (радиус питающего волновода равен $a = 0,36\lambda$, длина – $h = 1,47\lambda$, толщина питающего волновода $t = 0,036\lambda$, длина диэлектрического стержня $h_1 = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня $a_1 = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость стержня $\varepsilon_1 = 2,1$).

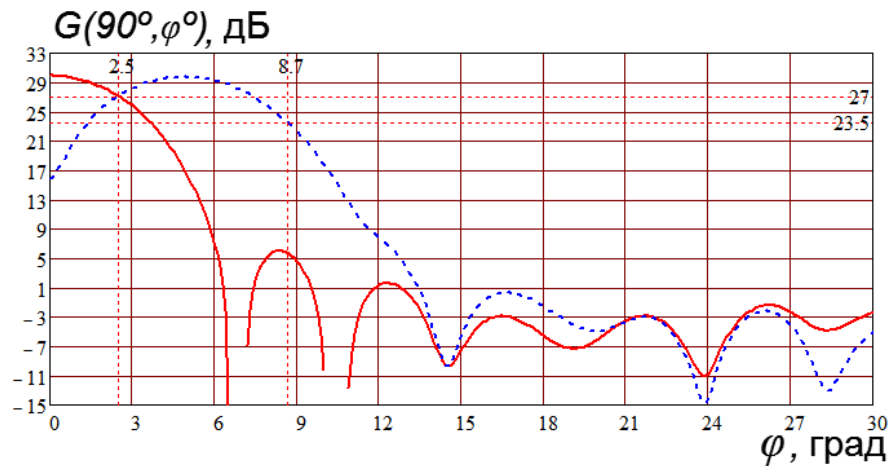


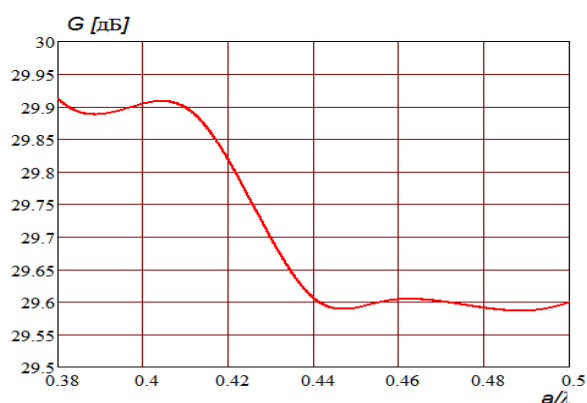
Рис. 69. ДН длиннофокусного КАИ ($f = 8,45\lambda$, $R_0 = 6,04\lambda$, $R = 12,2\lambda$).

Анализ ДН (рис. 69) показывает, что уровень пересечения соседних лучей в данном 7-лучевом КАИ в плоскости XOY составил -4,6 дБ. При этом, на краю сектора обзора КУ снижается на -4,3 дБ. Это происходит из-за того, что при увеличении фокусного расстояния уменьшился угол раскрыва линзы и как следствие, амплитудное распределение стало более равномерным. Следовательно, с целью уменьшения падения КУ на краю сектора обзора

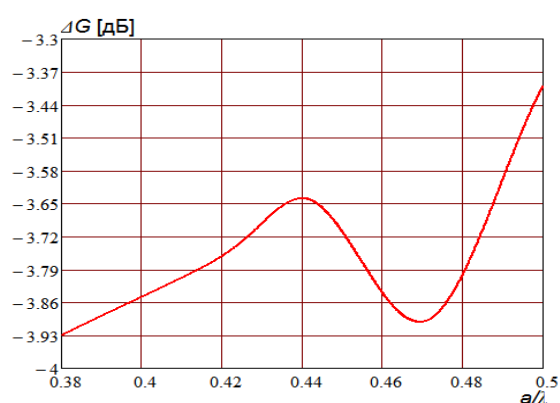
следует добиться более спадающего по краям амплитудного распределения по линзе путём сужения ДН облучателя.

Максимальный КУ КАИ по нормали составляет 29,9 дБ, что эквивалентно коэффициенту эффективности антенны $g = 0,68$.

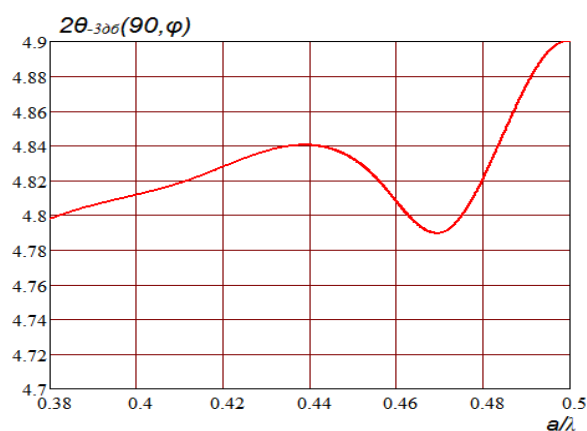
В рассматриваемом КАИ элементы облучателя не достаточно плотно «упакованы», поэтому есть возможность сузить ДН облучателя (отдельного элемента облучателя) за счёт увеличения радиуса апертуры питающего волновода и радиуса диэлектрического стержня. На рис. 70 показана зависимость КУ центрального луча КАИ (рис. 70а), падения КУ отклоненного луча КАИ на границе сектора обзора в плоскость ZOX (рис. 70б) и ширины ДН в основных плоскостях (рис. 70в,г) от радиуса раскрыва питающего волновода. При изменении радиуса питающего волновода пропорционально ему увеличивается радиус диэлектрического стержня.



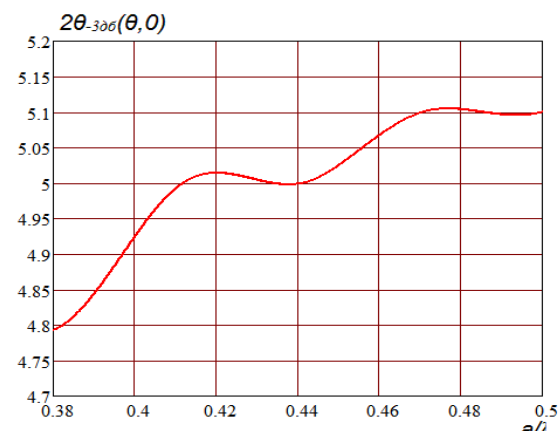
а)



б)



в)



г)

Рис. 70. Зависимость КУ (а) и ширины ДН линзового КАИ в плоскостях ХОУ и ХОZ (в, г) для центрального луча от радиуса питающего волновода; Зависимость падения КУ (ΔG) на границе сектора обзора для отклоненного луча (б).

Из рис. 70 следует, что увеличение апертуры облучателя приводит, с одной стороны, к падению КУ и расширению ДН центрального луча линзового КАИ, а с другой стороны, позволяет уменьшить падение КУ на краю сектора обзора для отклоненного луча. Дальнейшего уменьшения падения КУ на границе сектора обзора нельзя получить с помощью рассматриваемого облучателя из-за конструктивных ограничений по взаимному расположению двух соседних облучателей. Поэтому для повышения КУ на краю сектора обзора, можно уменьшить фокусное расстояние линзы. Однако, следует помнить, что при уменьшении фокусного расстояния неизбежно будет снижаться и средний уровень рельефа КУ.

Был рассчитан «компромиссный» линзовый КАИ, который позволил, с одной стороны, увеличить КУ на краю сектора обзора, а с другой стороны, свести к минимуму уменьшение КУ в направлении оси антенны. Фокусное расстояние такого КАИ составило $f = 5,8\lambda$, а радиус теневой поверхности – $R = 10,29\lambda$. Облучатель такого КАИ имеет более сложную структуру, нежели ранее рассмотренные облучатели. Он состоит из разных волноводно-стержневых антенн бегущей волны, расположенных на разных расстояниях друг от друга, фазовые центры которых расположены на кривой в виде эллипса (рис. 71а).

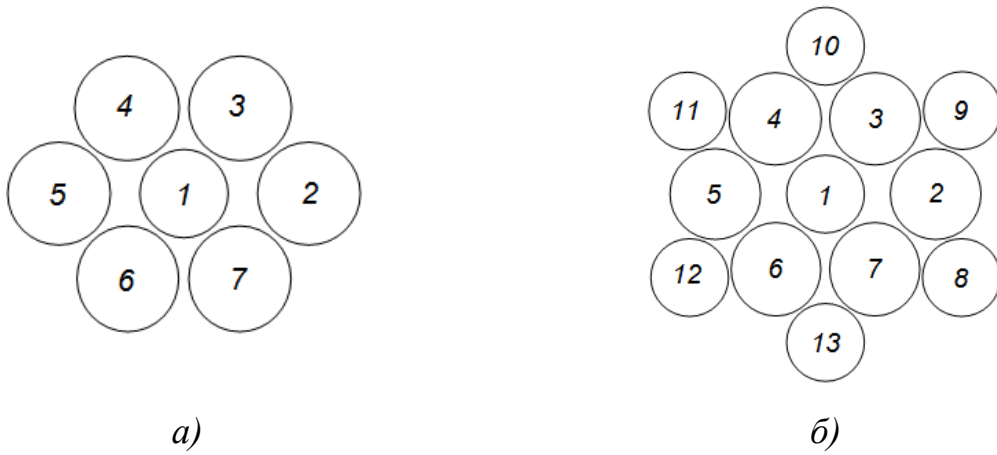


Рис. 71. Изображение структуры облучателя КАИ.

Центральный элемент облучателя имеет следующие габариты: радиус питающего волновода равен $a = 0,36\lambda$, длина – $h = 1,47\lambda$, толщина питающего волновода $t = 0,036\lambda$, длина диэлектрического стержня $h_l = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня $a_l = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость стержня $\epsilon_l = 2,1$, а оставшиеся шесть антенн бегущей волны имеют увеличенные радиусы апертуры и стержня ($a' = 0,397\lambda$, $a'_l = 0,377\lambda$). Расстояния между фазовыми центрами излучателей в облучателе описывается соотношением $a + a' + 2(t + m)$ (где a – радиус центрального питающего волновода, a' – радиус смещённых питающих волноводов). В плоскости ZOX облучатель смещается по окружности радиуса $a + a' + 2(t + 0,073\lambda) \approx 0,975\lambda$, а в оставшихся плоскостях элемент облучателя смещается по окружности радиуса $a + a' + 2(t + 0,044\lambda) \approx 0,917\lambda$.

На рис. 72 приведена ДН центрального луча такого КАИ в плоскости XOY .

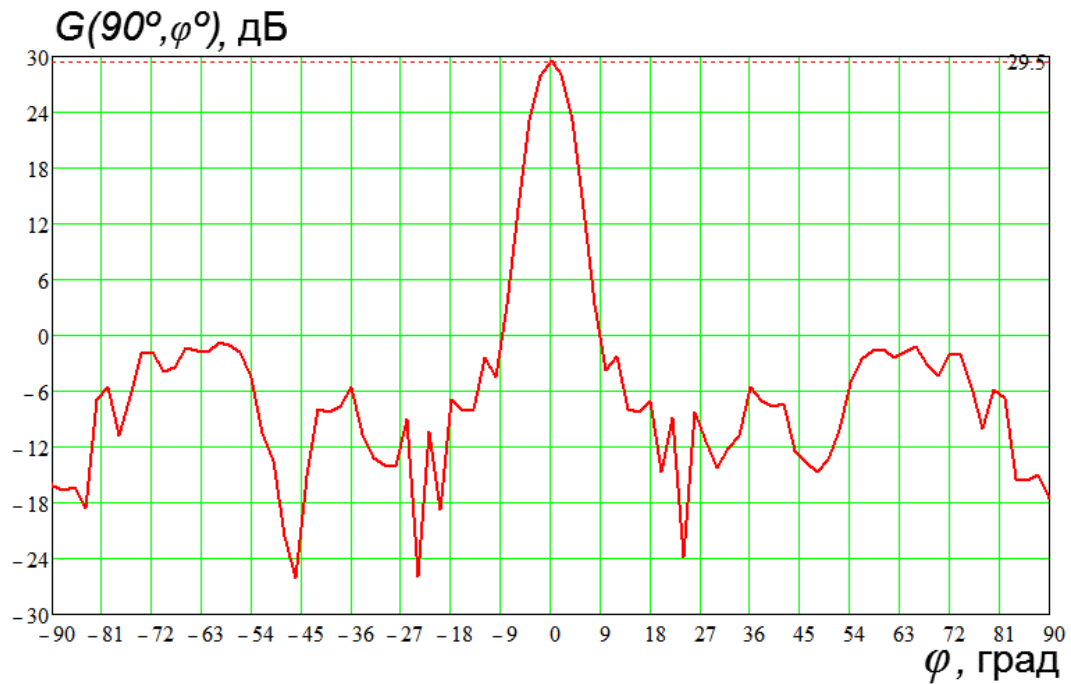


Рис. 72. ДН центрального луча КАИ ($f = 5,8\lambda$, $R_0 = 6,04\lambda$, $R = 10,29\lambda$) в плоскости XOY .

КУ в направлении оси антенны такого КАИ составляет 29,5 дБ, ширина ДН по уровню -3 дБ $2\theta_{-3\text{дБ}} \approx 5,4^\circ$, а УБЛ – -31,5 дБ. На рис. 73 приведена 7-и лучевая ДН этого КАИ в плоскостях XOY (рис. 73а) и XOZ (рис. 73б).

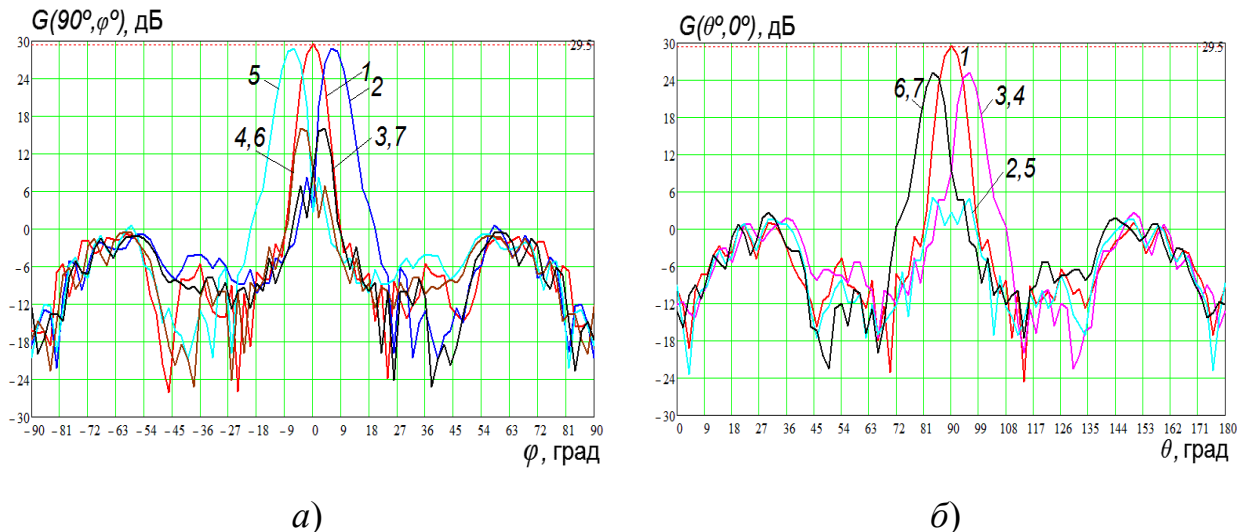


Рис. 73 ДН 7-и лучевого КАИ с облучателем показанным на рис. 69а.

Уровень пересечения лучей в плоскости XOY составил приблизительно -4,9 дБ, а падение усиления на краю сектора -2дБ. В плоскости XOZ уровень пересечения лучей составляет -6,1 дБ, а падение усиления на краю сектора

около -8 дБ. Повышение КУ в направлениях пересечения лучей (в плоскостях XOY и XOZ) и на краю сектора обзора в плоскости XOZ возможно за счёт оптимальных методов возбуждения, рассмотренных в главе 2.

Более радикальным способом повышения КУ на краю сектора обзора является использования 13-и элементного облучателя. При моделировании был использован 13-и элементный облучатель, образованный из 7-и элементного облучателя (радиус питающего волновода, обозначенного цифрой 1 на рис. 61, равен $a = 0,36\lambda$, длина диэлектрического стержня $h_1 = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня $a_1 = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость стержня $\epsilon_1 = 2,1$, а антенны бегущей волны, обозначенные цифрами 2 – 6, имеют радиусы апертуры питающего волновода и стержня равные $a' = 0,397\lambda$, $a'_1 = 0,377\lambda$) и с добавлением 6-и аналогичных антенн бегущей волны (рис. 71б).

На рис. 74(а,б) приведена 13-и лучевая ДН КАИ с таким облучателем в плоскостях XOY и XOZ соответственно. Сплошными линиями на рис. 74 обозначены центральный луч и лучи, формируемые первой шестеркой элементов облучателя, а пунктирными линиями - оставшиеся шесть лучей.

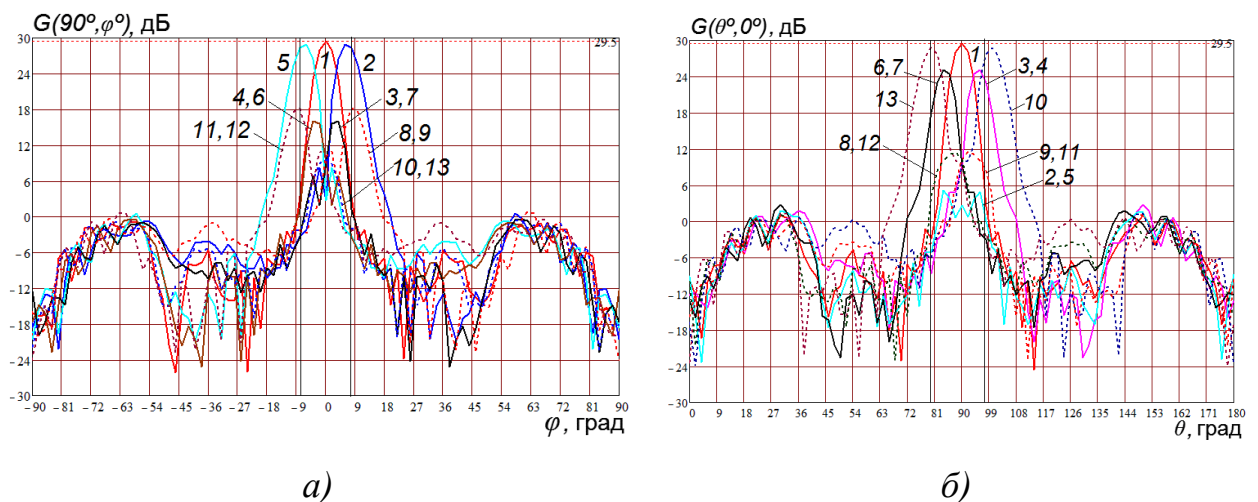


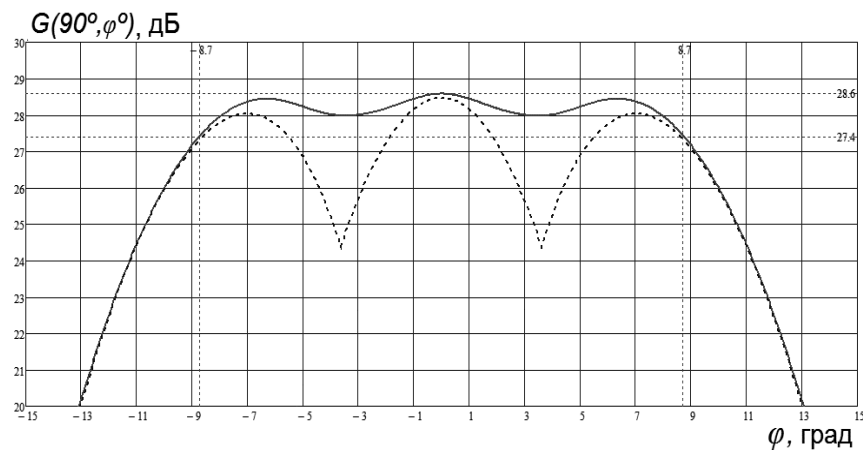
Рис. 74. Многолучевая ДН линзового КАИ с 13и элементным облучателем.

Как следует из рис. 74, использование 13и элементного облучателя в КАИ позволяет сформировать лучи в плоскостях XOY и XOZ в направлениях, близких к границам сектора обзора. В плоскости XOY формируется по два

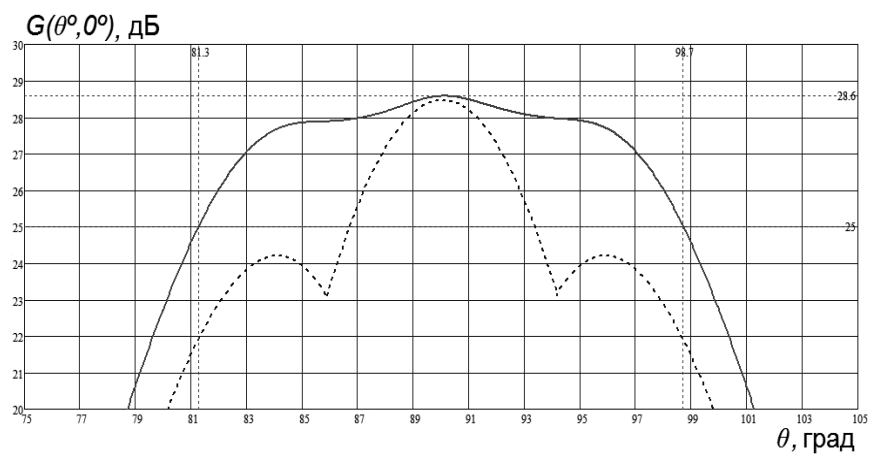
луча в направлениях $\varphi = \pm 9^\circ$, при этом, их КУ приблизительно равен 18,2 дБ, а в плоскости XOZ лучи с наибольшим КУ формируются в направлениях $\theta = 100^\circ$ и $\theta = 80^\circ$, при этом, их КУ приблизительно равен 28,84 дБ. Использование оптимальной системы возбуждения применительно к этому КАИ, позволит поднять рельеф КУ на границах сектора обзора, по сравнению с аналогичным КАИ, имеющим семиэлементный облучатель.

3.3.3. Рельеф КУ линзового крупноапертурного излучателя

На основе рассчитанных зависимостей КУ от угловых координат для всех лучей и соотношений (25) для оптимального алгоритма возбуждения, был рассчитан рельеф КУ короткофокусного ($f = 4,11\lambda$) и среднефокусного ($f = 5,8\lambda$) КАИ с 7-и элементным облучателем в плоскостях ZOX и ZOY . На рис. 75 представлен рельеф КУ короткофокусного КАИ, а на рис. 76 – длиннофокусного КАИ для двух случаев: независимого возбуждения каждого из облучателей (пунктирной линией) и оптимального возбуждения всех семи облучателей, обеспечивающего максимальный рельеф КУ во всём секторе обзора (сплошной линией). Границы сектора обзора, на рис. 75,76 отмечены вертикальными пунктирными линиями.

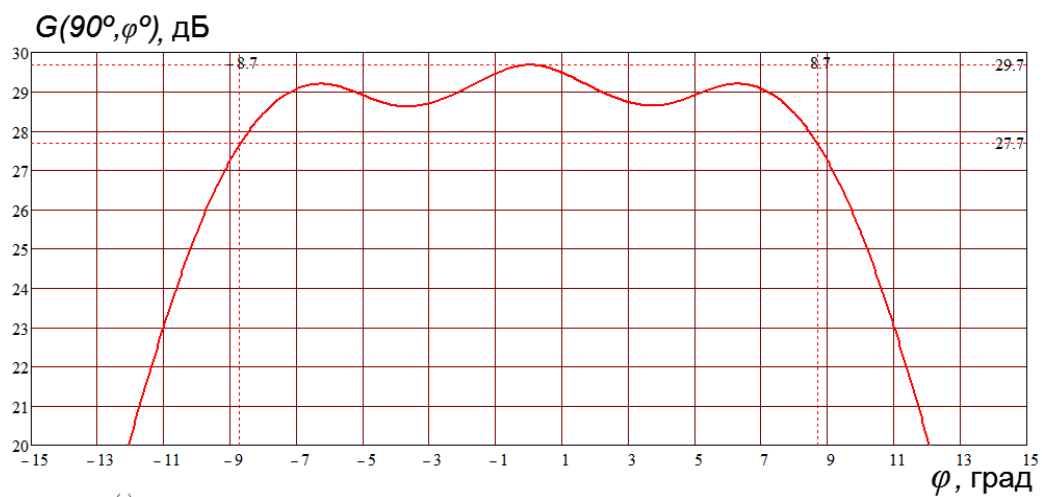


a)

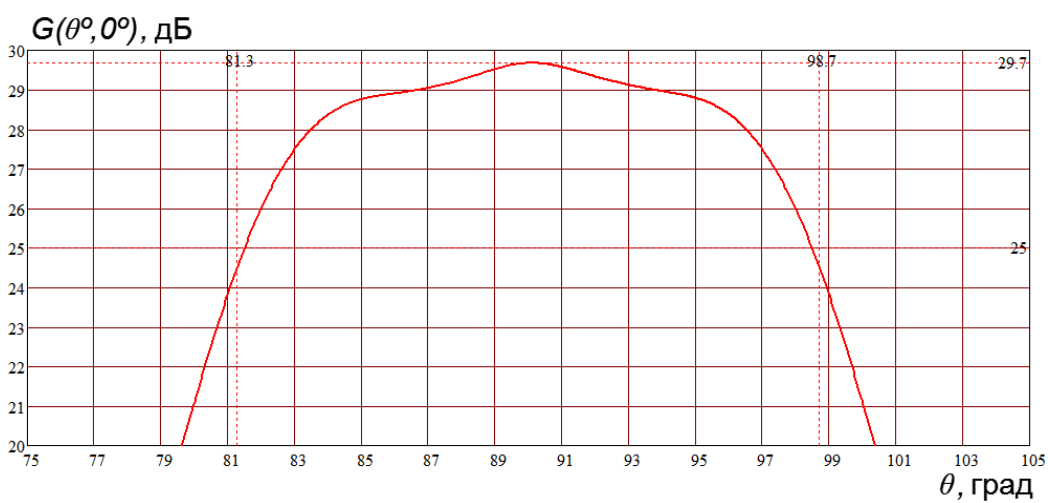


б)

Рис. 75. Рельеф КУ короткофокусного КАИ: а – в плоскости XOY; б – в плоскости XOZ.



а)

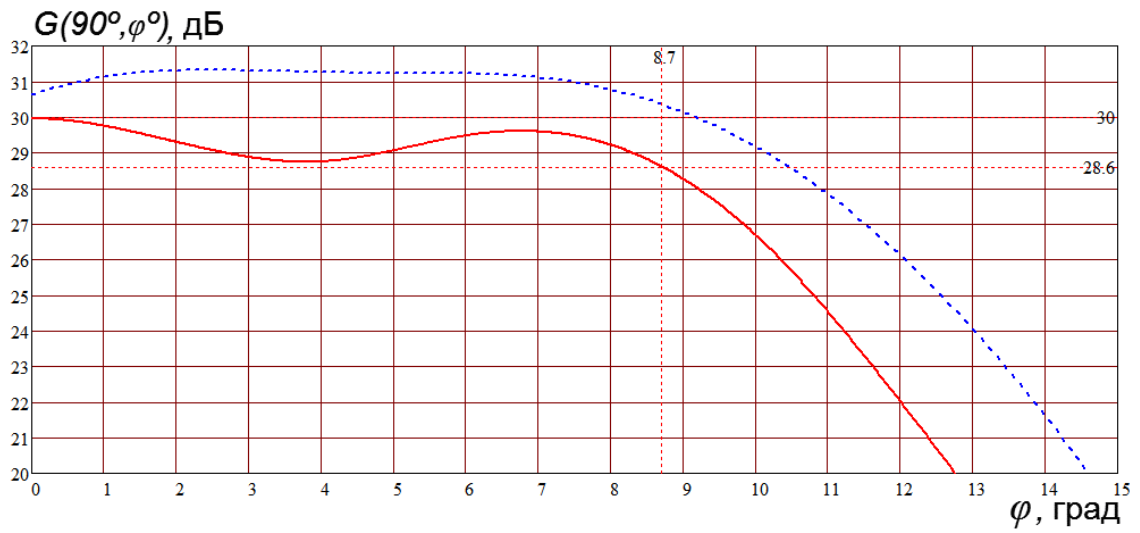


б)

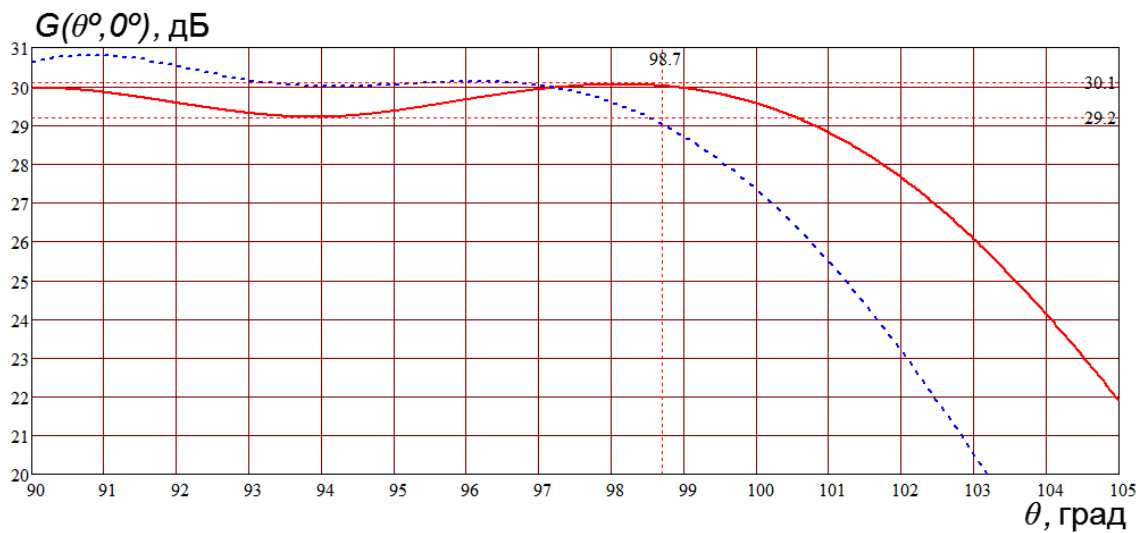
Рис. 76. Рельеф КУ длиннофокусного КАИ: а – в плоскости XOY; б – в плоскости XOZ.

Как следует из рис. 75, для оптимального возбуждения рельеф КУ в секторе обзора достаточно равномерный с максимальным падением на границе сектора обзора в плоскости XOY 1,3 дБ, а в плоскости XOZ 3,6 дБ. При независимом возбуждении каждого из облучателей рельеф КУ становится менее равномерным и более резко уменьшается на границах сектора обзора. Так, неравномерность рельефа КУ наиболее ярко проявляется в направлении пересечения лучей и составляет 4,6 дБ 5,66 дБ в соответствующих плоскостях, а максимальное падение КУ на границах сектора обзора составил 6,5 дБ. За счёт использования оптимальной системы возбуждения, на рис. 76 максимальный КУ был повышен до 29,7 дБ (по сравнению с рис. 72, 73), при этом, КУ в направлении пересечения лучей составил -1,1 дБ в плоскости XOY и -0,6 дБ в плоскости XOZ. На краю сектора обзора в плоскости XOY КУ падает на -2 дБ, а в плоскости XOZ – на -5,2 дБ.

На рис. 77 сплошной линией показан рельеф аналогичного КАИ с 13-и элементным облучателем в плоскостях XOY и XOZ, а пунктирной линией – рельеф КУ КАИ с такими же габаритными размерами, но с 19-и элементным облучателем. При этом, радиусы всех питающих волноводов элементов облучателя были уменьшены до $a = 0,323\lambda$, толщины диэлектрических стержней – $a_l = 0,294\lambda$, толщины стенок питающих волноводов – $t = 0,022\lambda$, расстояние между фазовыми центрами соседних элементов облучателя составило $2(a + t)$, а остальные параметры облучателя (длина питающего волновода, длина диэлектрического стержня, диэлектрическая проницаемость стержня остались неизменными.



а)



б)

Рис. 77. Рельеф КУ 13-и элементного КАИ: а – в плоскости XOY ; б – в плоскости XOZ .

Как следует из рис. 77, в рассматриваемых плоскостях рельеф КУ возрос и стал более равномерным по сравнению с рельефом семилучевого КАИ (рис. 76). Так, КУ в направлении оси сектора обзора увеличился до 30 дБ, а падение усиления в плоскости XOY не превышает 1,4 дБ, а в плоскости XOZ – 0,9 дБ. Рельеф КУ КАИ с 19-и элементным облучателем в плоскости XOY выше и равномернее, чем у КАИ с 13-и элементным облучателем. Так, максимальный КУ в секторе обзора увеличился до 31,3 дБ, а на краю сектора обзора падение усиления, по сравнению с максимальным значением КУ в

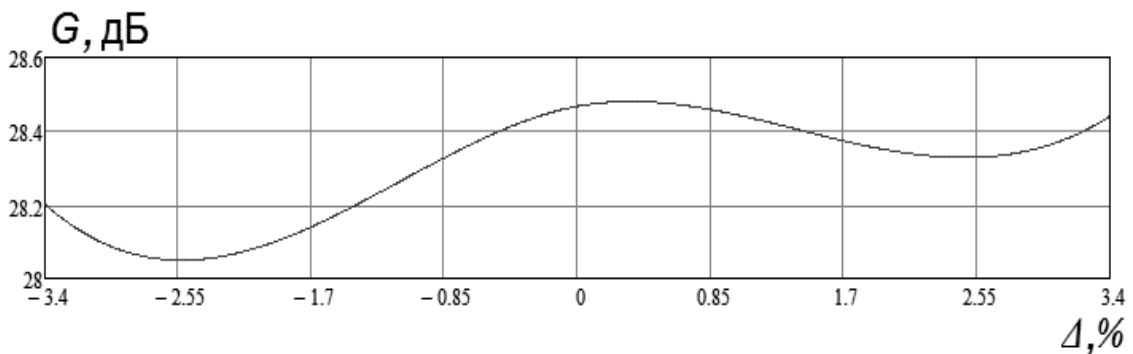
секторе обзора составило 0,9 дБ. В плоскости XOZ , максимальный КУ 19-и элементного КАИ составляет 30,8 дБ, а падение КУ на краю сектора больше, чем у 13- элементного КАИ и составляет 1,8 дБ.

Отметим то, что такой метод улучшения рельефа КУ приведёт к увеличению количества каналов в МАР и увеличению коэффициента избыточности излучателей МАР почти в два раза. Так, коэффициент избыточности для МАР из 13-и и 19-и лучевых КАИ, соответственно, составляют приблизительно 2,22 и 3,24, а коэффициент избыточности МАР из такого же количества семилучевых КАИ составляет 1,29.

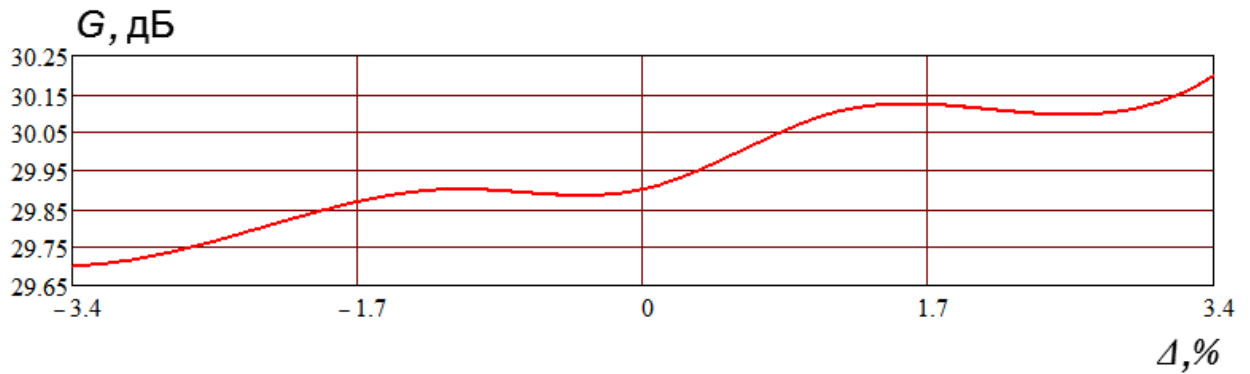
3.3.4. Изменение коэффициента усиления линзового крупноапертурного излучателя в полосе частот

Важнейшей характеристикой антенн являются их диапазонные свойства, поэтому в процессе моделирования проводился анализ частотных свойств КАИ. Соответствующая зависимость КУ в направлении продольной оси КАИ с фокусным расстоянием равным $f = 4,11\lambda$ и $f = 8,45\lambda$ в полосе частот представлена на рис. 78а и 78б соответственно. По горизонтальной оси на рис. 78 отложено относительное изменение частот $\Delta = \frac{F - F_0}{F_0} 100\%$,

F_0 – средняя частота, для которой оптимизировался КАИ.



а)



б)

Рис. 78. КУ линзового диэлектрического КАИ в направлении оси антенны в полосе частот.

Как видно, изменение КУ в полосе частот $\pm 3,4\%$ для антенны с фокусным расстоянием $f = 4,11\lambda$ не превышает 0,5 дБ, а для антенны с $f = 8,45\lambda$ не превышает 0,3 дБ. Полученные результаты подтверждаются простейшими теоретическими оценками. Так, КУ на средней частоте может быть рассчитан из соотношения

$$G_0 = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} S_a g(f_0), \quad (34)$$

где λ_0^2 – средняя длина волны, S_a – площадь апертуры антенны, $g(f_0)$ – коэффициент эффективности антенны на средней частоте. С применением соотношения аналогичного (34) и ряда элементарных преобразований получаем

$$G = G_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \frac{g(f)}{g(f_0)}. \quad (35)$$

Из (35) следует, что КУ антенны в диапазоне частот зависит от величины изменения частоты и от изменения коэффициента эффективности. Предположим, что коэффициент эффективности при изменении частоты в пределах от $\Delta = 0$ до $\Delta = 3,6\%$ практически постоянный, тогда КУ будет изменяться по закону

$$G = G_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2. \quad (36)$$

Из (36) следует, что КУ при $\Delta = 3,6\%$ должен увеличиться примерно на 0,3 дБ, что и показывают результаты электродинамического моделирования (рис. 78).

В результате проведенной оптимизации многолучевого диэлектрического апланатического линзового КАИ был выбран КАИ с радиусом апертуры $R_0 = 6,04\lambda$, фокусным расстоянием $f = 5,8\lambda$ и радиусом теневой поверхности $R = 10,29\lambda$. Облучатель этого КАИ состоит из 7-и или 13-и волноводно-стержневых антенн бегущей волны. Центральный элемент облучателя имеет следующие габариты: радиус питающего волновода равен $a = 0,36\lambda$, его длина – $h = 1,47\lambda$, толщина питающего волновода $t = 0,036\lambda$, длина диэлектрического стержня $h_l = 2,7\lambda$, радиус диэлектрического стержня $a_l = \lambda/3$, диэлектрическая проницаемость стержня $\varepsilon_l = 2,1$. КАИ, имеющий такую конфигурацию и оптимальную систему возбуждения, позволяет обеспечить при 7-и элементном облучателе требуемый конический сектор обзора с углом при вершине $8,7^\circ$ с максимальным КУ 29,7 дБ в центре сектора обзора и не ниже чем 27,7 дБ на краю сектора обзора в плоскости XOY и 24,1 дБ в плоскости XOZ . Соответственно, при использовании 13-и элементного облучателя с оптимальной схемой возбуждения в центре сектора обзора КУ составляет 30 дБ, а на краю сектора обзора 28,6 дБ.

Сравнение данных, приведённых в главах 2 и 3, позволяет обоснованно утверждать, что характеристики направленности зеркального и линзового КАИ достаточно близки друг к другу, однако, с целью достижения более равномерного рельефа КУ, зеркальный КАИ был уменьшен приблизительно на 15%. Как следствие, максимальный КУ такого КАИ снизился до 28 дБ.

Линзовый КАИ обладает более высоким КУ, чем зеркальный аналог, и, кроме того, в нем возможно расположение системы обработки сигнала непосредственно после многоэлементного облучателя.

К основному недостатку диэлектрического линзового КАИ можно отнести малый срок службы большинства диэлектриков в космическом пространстве, что значительно ограничивает срок активного использования антенны до 3 – 5 лет. В связи с этим, далее рассматривается многолучевой линзовый КАИ, выполненный на основе волноводной линзы.

3.4. Многолучевой линзовый крупноапертурный излучатель, выполненный на основе волноводной линзы

3.4.1. Выбор геометрии волноводной линзы и результаты моделирования линзового волноводного КАИ

В данном разделе рассматриваются характеристики КАИ, который состоит из волноводной линзы с облучателем в виде системы из 7-и рупорных антенн. Ориентировочная конфигурация волноводной линзы представлена на рис. 79.

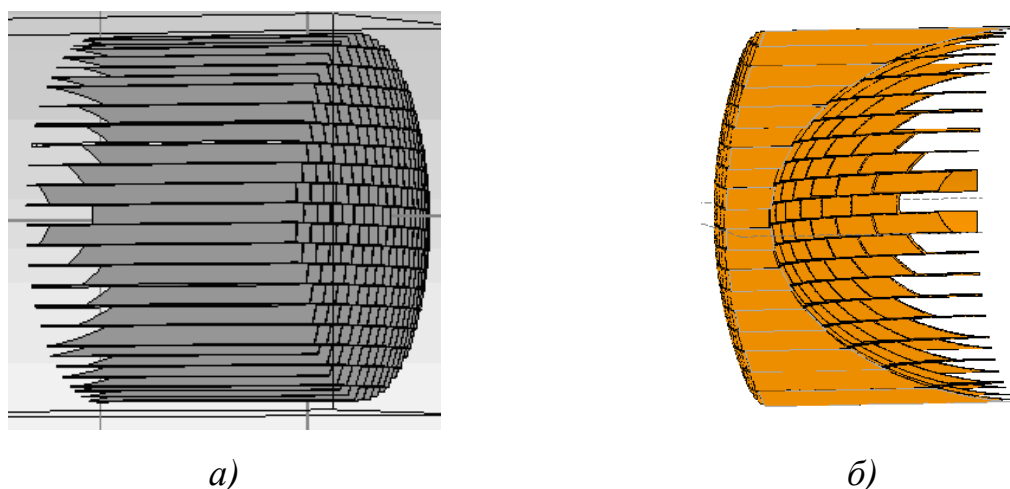


Рис. 79. Вид волноводной линзы.

Линза является телом вращения и состоит из отрезков квадратных волноводов с основной волной H_{10} или H_{01} , плотно примыкающих друг к другу. Теневая поверхность линзы образована частью сферической поверхности, а профиль освещенной поверхности рассчитывался в

соответствии с соотношением (33) для коэффициента преломления n в интервале $0,5 - 0,7$.

Выбор квадратного волновода, во-первых, обусловлен возможностью плотной упаковки соседних элементов, а, во-вторых, возможностью работы на произвольной поляризации.

На рис. 80 показаны профили линзы для различных фокусных расстояний (f) и радиусов теневой поверхности (R). Так как профиль, рассчитанный по соотношению (33) и обозначенный цифрой 1, и сферическая поверхность 2 могут не пересекаться, то для получения искомого профиля вводились ограничивающие прямые 3 так, чтобы радиус апертуры линзы был равен выбранному R_0 ($6,04\lambda$). На рис. 80а изображен профиль волноводной линзы с фокусным расстоянием $f = 14,7\lambda$, радиус теневой поверхности $R = 14,85\lambda$, а на рис. 78б – с $f = 12,05\lambda$, $R = 14,85\lambda$.

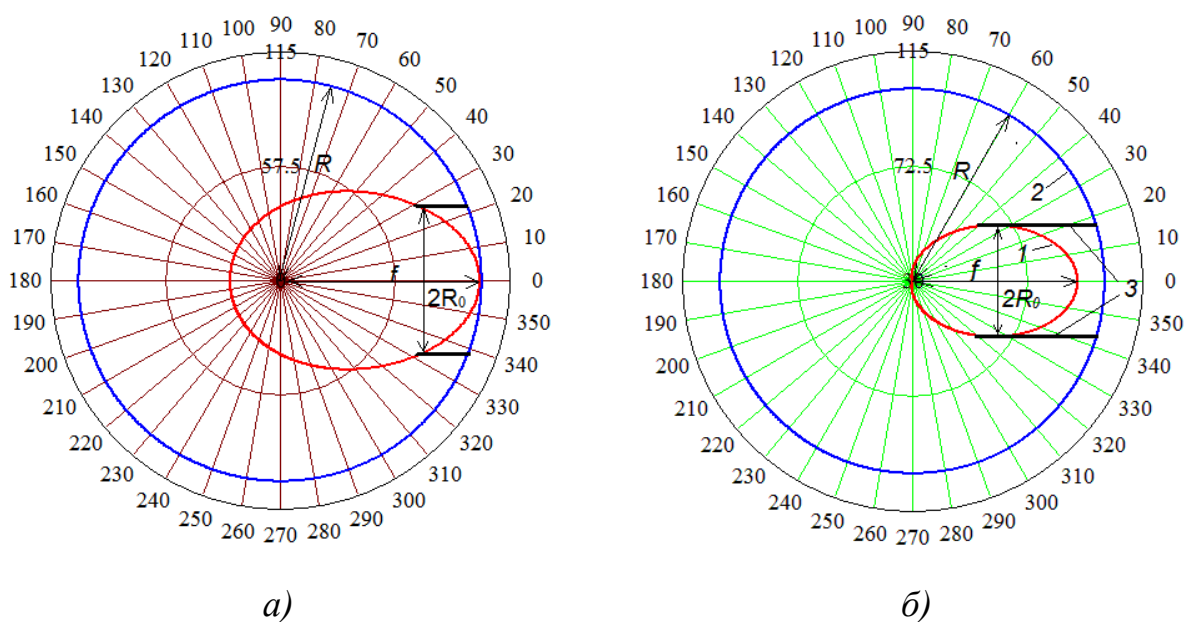


Рис. 80. Возможные конфигурации профиля линзы.

Коэффициент преломления волноводной линзы может быть определен как $n = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2a'}\right)^2}$, где a' – сторона квадратного волновода.

Моделирование и оптимизация характеристик направленности волноводной линзы осуществлялись аналогично моделированию и

оптимизации зеркального и линзового диэлектрического КАИ, приведенного в настоящей главе и в главе 2 .

В процессе моделирования менялось местоположение рупорного облучателя в фокальной плоскости. При этом, определялось такое местоположение облучателя, при котором обеспечивался приемлемый уровень пересечения соседних лучей. Конфигурация облучателя, обеспечивающая формирование 7-и лучей показана на рис. 81 .

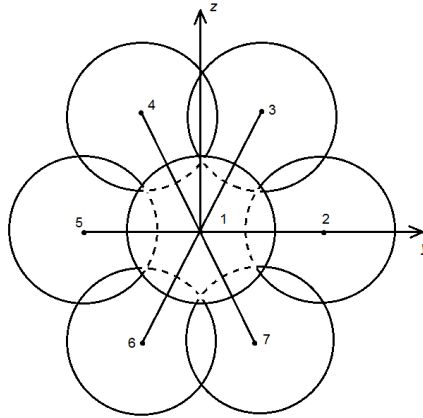


Рис. 81. Конфигурация рупорного облучателя.

Понятно, что из-за взаимного перекрытия площадей раскрыва облучателей, такая конструкция не может быть реализована на практике, однако, подобное моделирование позволяет определить оптимальное положение фазового центра каждого из облучателей, при условии, что реальный облучатель будет иметь меньшие поперечные размеры и амплитудную ДН максимально приближенную к ДН рупорного облучателя. В качестве такого облучателя может использоваться либо антенна бегущей волны, в виде круглого волновода с ребристой структурой, либо диэлектрическая волноводно-стержневая антенна бегущей волны, рассмотренная ранее.

Таким образом, для не отклоненного луча (луч 1) был смоделирован КАИ со следующими параметрами ($f = 14,7\lambda$, $R_0 = 6,04\lambda$, $R = 14,85\lambda$, $n = 0,7$). В качестве облучателя этого КАИ использовался рупор с радиусом раскрыва $a = 2,35\lambda$.

ДН в плоскостях XOY и XOZ центрального луча такого КАИ представлена на рис. 82.

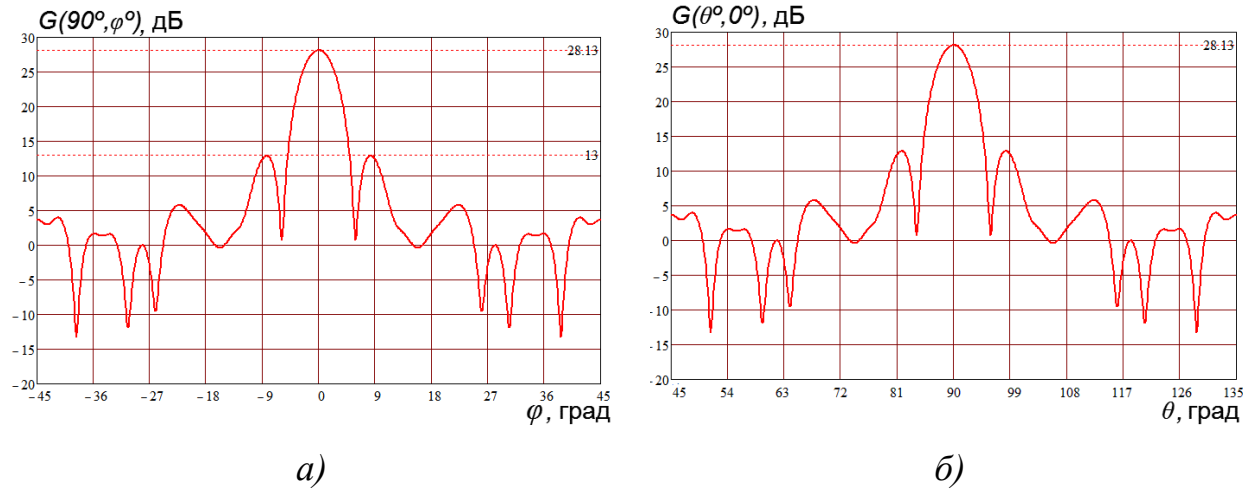


Рис. 82. ДН центрального луча КАИ.

КУ вдоль оси КАИ составляет 28,13 дБ, что соответствует коэффициенту эффективности $g=0,45$.

Рассчитывались также ДН при независимом возбуждении смещенного рупорного облучателя в соответствии с конфигурацией показанной на рис. 82. Место положения фазовых центров смещенных облучателей представлено в таблице 4.

Таблица 4

	1	2	3	4	5	6	7
dy	0	$1,76\lambda$	$0,66\lambda$	$-0,66\lambda$	$-1,76\lambda$	$-0,66\lambda$	$0,66\lambda$
dz	0	0	$1,52\lambda$	$1,52\lambda$	0	$-1,52\lambda$	$-1,52\lambda$

где dy – смещение фазового центра облучателя вдоль оси OY , dz – смещение фазового центра облучателя вдоль оси OZ , а цифрами 1, 2, ..., 7 обозначен порядковый номер облучателя в соответствии с рис. 27б.

Соответствующие ДН для смещенных облучателей представлены на рис. 83, там же для сравнения показана ДН несмещенного облучателя.

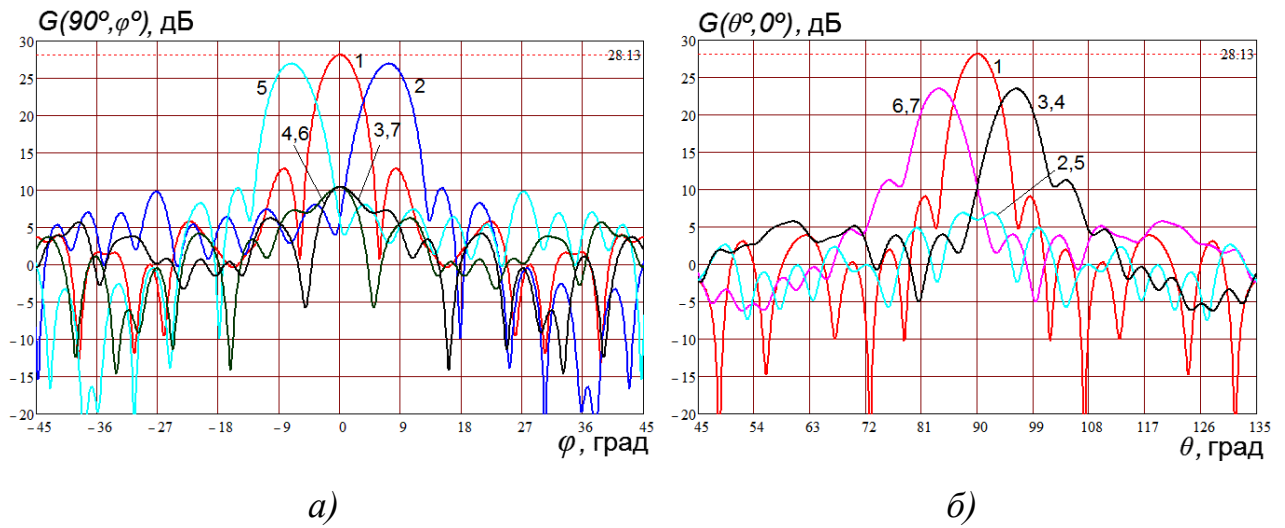


Рис. 83. ДН 7-и лучевого волноводного линзового КАИ: а – в плоскости XOY ; б – в плоскости XOZ .

Как следует из рис. 83, уровень пересечения лучей в плоскости XOY составляет -6 дБ, а в плоскости XOZ – -6,6 дБ. При этом, падение усиления на краю сектора обзора в плоскости XOY составляет 1,9 дБ, а в плоскости XOZ – 8,1 дБ.

Для повышения рельефа КУ использовался алгоритм оптимального возбуждения. На рис. 84 приведен рельеф КУ в плоскостях XOY и XOZ , с оптимальным возбуждением излучателей в облучателе.

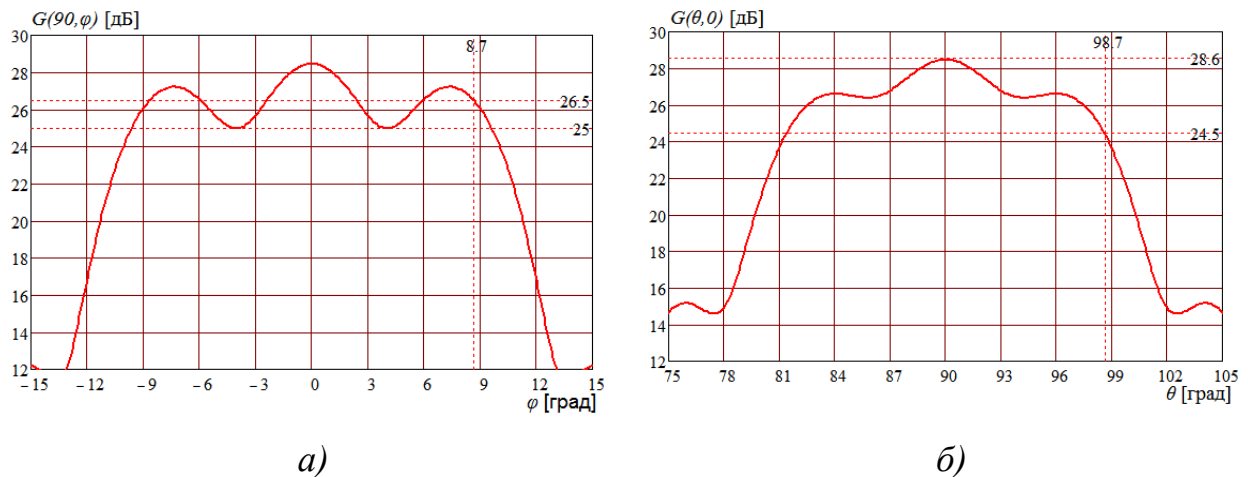


Рис. 84. Рельеф КУ волноводного линзового КАИ: а – в плоскости XOY ; б – в плоскости XOZ .

Оптимальное возбуждение позволило поднять рельеф КУ, так что КУ в направлении оси антенны составил 28,6 дБ ($g=0,5$). При этом максимальное падение усиления в плоскости XOY – 3,6 дБ, а в плоскости XOZ – 4,1 дБ.

Дальнейшее повышение КУ в секторе обзора и соответственно уменьшение провалов в рельефе КУ можно обеспечить с применением 13-и и 19-и элементных облучателей КАИ, как показано в начале данной главы.

Отметим, что хотя из-за более равномерного амплитудного распределения в раскрыве линзового волноводного КАИ, по сравнению с линзовым диэлектрическим КАИ, первый должен обладать более высокой эффективностью g , однако, при моделировании этого не удалось добиться. Максимальный КУ волноводного КАИ оказался примерно на 1 Дб меньше аналогичного диэлектрического линзового КАИ. Это может быть связано со следующими двумя факторами. Во-первых, так как металлическая линза разделена на сегменты (открытые концы квадратных волноводов), то амплитудное распределение по раскрыву линзы будет состоять из суммы амплитудных распределений по раскрыву каждого из квадратных волноводов, что приводит к уменьшению коэффициента использования поверхности. Во-вторых, из-за косого среза во входных и выходных сечениях волноводов возникает отклонение максимума ДН каждого из волноводов от направления его оси, что также может приводить к падению КУ всего КАИ.

Таким образом, приведенные результаты моделирования показывают принципиальную возможность построения многолучевого линзового КАИ без использования каких либо диэлектрических сред с характеристиками близкими к наилучшим характеристикам диэлектрических многолучевых КАИ, что существенно улучшает перспективы использования таких излучателей в бортовых антеннах ССС.

Таким образом, приведены результаты оптимизации геометрических параметров КАИ с целью достижения требуемых характеристик направленности.

Рассмотренный в данной главе линзовый диэлектрический КАИ, хоть и обладает наибольшим КУ, по сравнению с зеркальным КАИ, рассмотренным в главе 2, и с линзовым КАИ, состоящем из открытых концов волноводов, но имеет крайне малый срок активного использования в условиях космоса (порядка 3 – 5 лет). Поэтому, наиболее перспективным является линзовый КАИ, состоящий из открытых концов волноводов, так как в нем не используются диэлектрические компоненты и отсутствует проблема затенения облучателем, в связи с чем этот линзовый КАИ может использоваться с многоэлементным облучателем.

Глава 4. Многолучевые цифровые антенные решетки из крупноапертурных излучателей

4.1. Схемы построения бортовых многолучевых ЦАР из КАИ

Способы построения цифровых антенных решеток (ЦАР) рассмотрены в многочисленных работах, например [49 – 53]. Также приведены многочисленные структурно-функциональные схемы приемных и передающих ЦАР. Применительно к рассматриваемой задаче, приемная схема рассматриваемой ЦАР приведена на рис. 85 а,б.

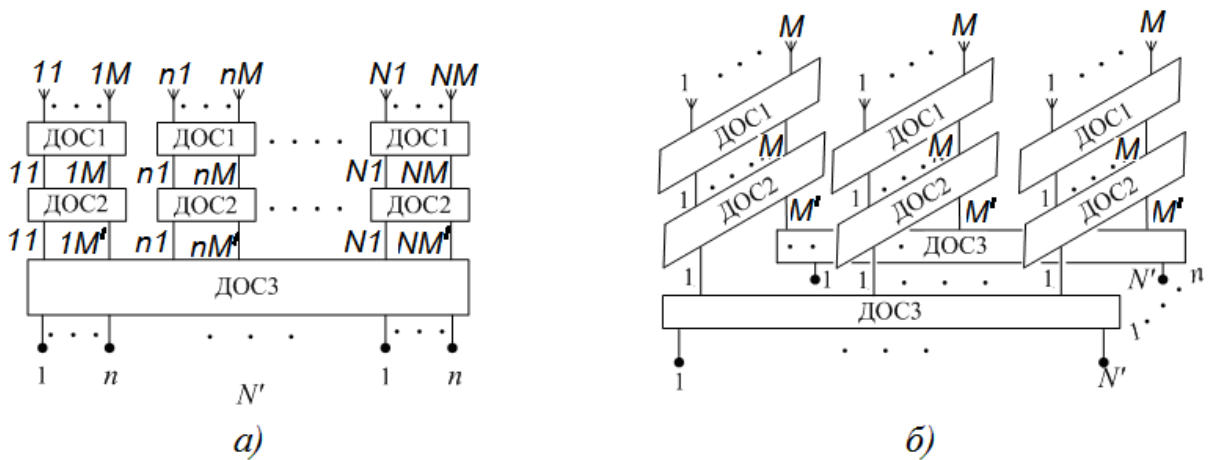


Рис. 85. Возможные схемы построения МАР.

Рассматриваемые цифровые МАР состоят из N КАИ (каждый из n -ых излучателей имеет M входов и M выходов), связанных через ДОС1. ДОС1, осуществляет формирование M неоптимизированных (по рельефу КУ) лучей в n -ом крупноапертурном излучателе при независимом возбуждении $nm = n1, \dots, nM$ входов. В рассматриваемом варианте КАИ АР с облучателем из n волноводов ДОС1 в явном виде отсутствует, вернее ее функции выполняет зеркало или линза.

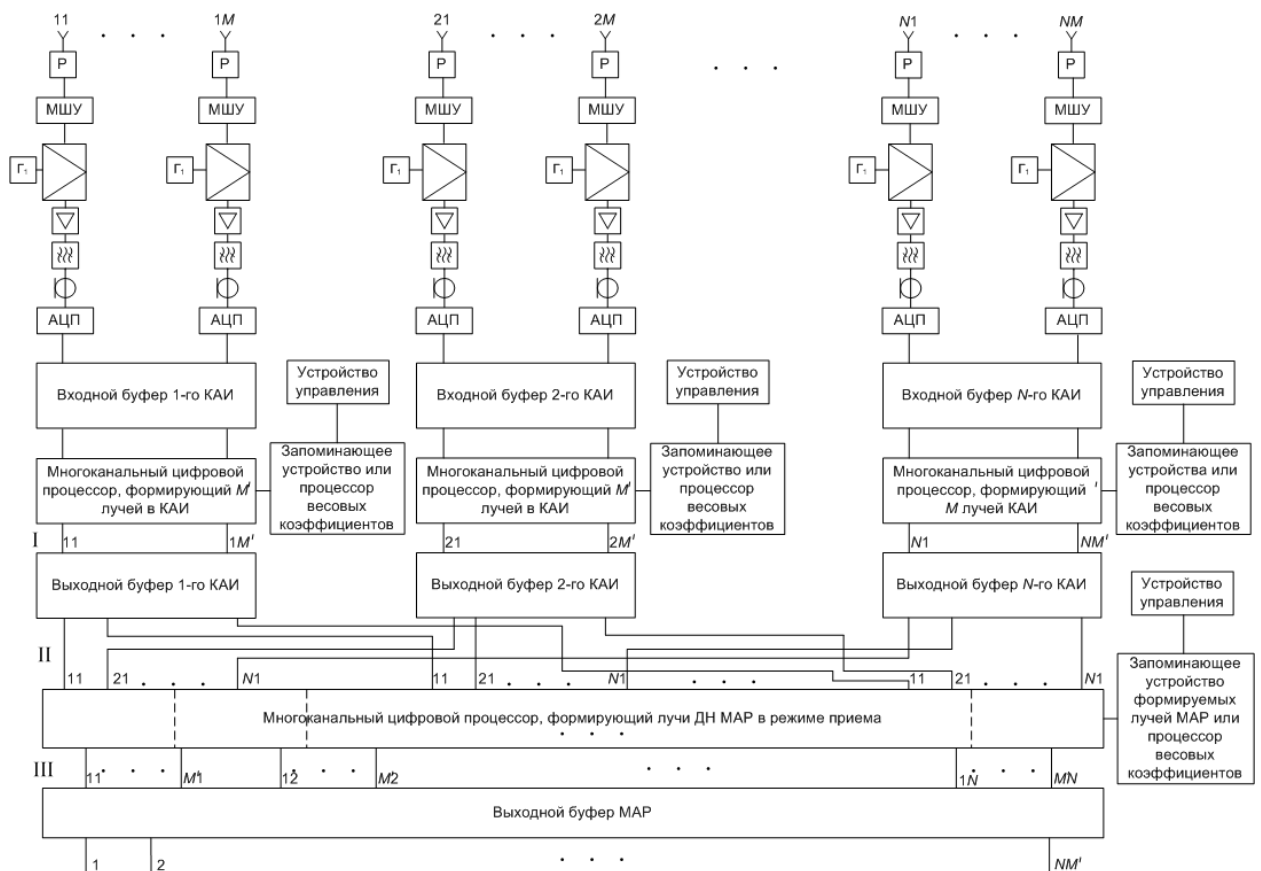
Для оптимизации рельефа КУ в секторе обзора используется ДОС2, имеющая M выходов и M' входов и обеспечивающая максимальный рельеф КУ в пределах каждого m -ого луча. При этом, каждый из $nm = n1, \dots, nM'$ входов ДОС2 при фиксированном n соответствует одному оптимизированному по КУ лучу n -ого крупноапертурного излучателя. Общее

количество лучей nM' , с целью обеспечения более плавного изменения рельефа КУ, может превышать число входов nM и зависит от допустимого уровня уменьшения КУ в пределах сектора обзора.

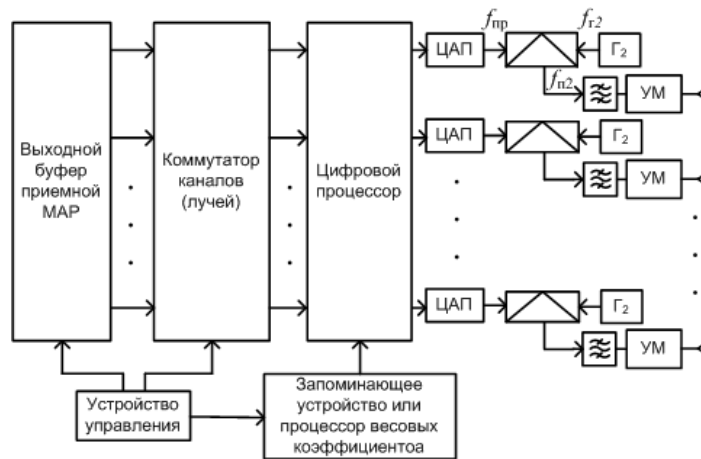
ДОСЗ обеспечивает формирование nm ($m = 1, \dots, M', n = 1, \dots, N$) различных амплитудно-фазовых распределений на выходе, соответствующих nm лучам МАР в пределах всего сектора обзора.

Подобная многоступенчатая схема позволяет существенно снизить требования к вычислительным мощностям процессора при цифровом формировании $M \cdot n$ лучей с помощью ДОСЗ. Дальнейшее снижение требований к процессору возможно в схеме МАР, использующей n однотипных процессоров при формировании ДОСЗ с N входами и N выходами (рис. 85 б).

На рис. 86 представлена простейшая, структурно-функциональная схема, в которой реализуется алгоритм цифрового диаграммообразования в МАР из КАИ.



a)



б)

Рис. 86. Возможная структурная схема приемной и передающей МАР.

Эта схема включает: систему из N многолучевых излучателей, малошумящие усилители (МШУ), преобразователи частоты, аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), входные буферные устройства, цифровые процессоры, формирующие многолучевую ДН в одном КАИ, процессоры формирования весовых коэффициентов или (и) запоминающее устройство весовых коэффициентов, выходные буферные устройства отдельных КАИ и всей МАР. Функции ДОСЗ выполняет многоканальный цифровой процессор, формирующий на выходах 1, NM NM' -лучевых ДН в пределах рассматриваемого сектора обзора. Вместо NM' канального процессора, в соответствии со схемой 85б, могут быть использованы N однотипных M' лучевых процессоров (на рис. 86а каждый такой процессор отделен от другого вертикальной пунктирной линией).

Схема на рис. 86 соответствует случаю приема сигнала линейной поляризации. Для приема и обработки сигнала круговой или ортогональной линейной поляризации необходимо к каждому излучателю подключать аналогичную вторую цепочку из МШУ, преобразователя частоты и АЦП. Кроме того, на рис. 86 не показаны цепи синхронизации сигнала в АЦП и цифровых процессоров и очень условно представлена система управления и преобразования частоты.

Результаты формирования $NМ'$ лучей поступают на входы буфера МАР и могут использоваться в дальнейшем или для прямой ретрансляции сигнала, или для предварительной обработки, включая адаптацию по помехам.

Для случая прямой ретрансляции сигнала может быть использована схема передающей МАР, представленная на рис. 86б. Особенностью этой схемы является использование в ней цифрового процессора для формирования многолучевых ДН на передачу на промежуточной частоте с последующим преобразованием сигнала в аналоговый с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и с последующим преобразованием сигнала на частоту передачи и усилением в усилителях мощности (УМ). Кроме того, в схеме на рис. 86 имеется маршрутизатор или коммутатор каналов (лучей), позволяющий сигнал, принимаемый произвольным лучом в режиме приема, передавать в произвольный луч в режиме передачи.

Однако, применение бортовых передающих ЦАР в ССС связано с большими электрическими потерями и трудностями теплоотвода из-за невысокого коэффициента полезного действия СВЧ усилителей (20% – 40%). Поэтому в качестве передающей МЛА на спутниках на данный момент используются соответствующие многолучевые ГЗА.

4.2. О минимальном количестве излучателей в многолучевых антенных решетках из крупноапертурных излучателей

Важнейшим моментом при разработке многолучевых цифровых антенных решеток из КАИ является определение минимального количества КАИ N_{min} , а также минимального количества лучей M_{min} .

Возможные конфигурации апертуры МАР в виде шестиугольника и параллелограмма показаны на рис. 87 (а,б).

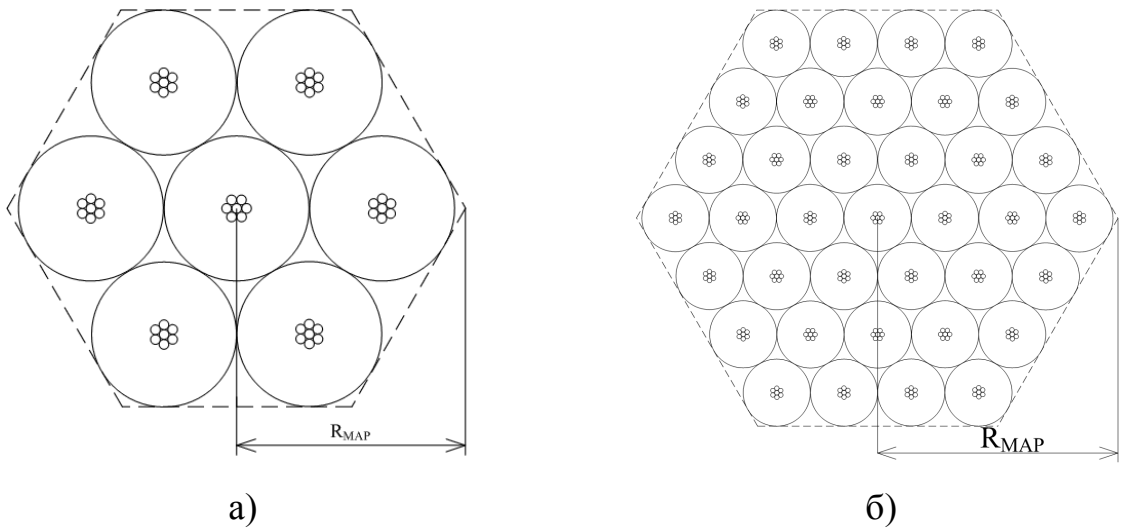


Рис. 87. Схематическое изображение МАР.

Количество излучателей МАР зависит от требований к КУ МАР. Учитывая, что в заданном секторе обзора взаимодействие между излучателями (лучами) незначительно, можно утверждать, что КУ всей МАР в произвольном направлении (θ, φ) сектора обзора при равноамплитудном возбуждении отдельных излучателей определяется соотношением:

$$G_{MAP}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N G_i(\theta, \varphi), \quad (37)$$

где $G_i(\theta, \varphi)$ КУ отдельного i -го крупноапертурного излучателя МАР. Для одиночных излучателей, в которых $G_i(\theta, \varphi) = G_1(\theta, \varphi)$, где $i = 1, \dots, N$ соотношение (37) примет вид:

$$G_{MAP}(\theta, \varphi) = N \cdot G_1(\theta, \varphi). \quad (38)$$

Представленные на рис. 87(а,б) конфигурации МАР накладывают определённые ограничения на число излучателей. Так, возможное количество КАИ в МАР для конфигурации на рис. 87а определяется соотношением:

$$N = 1 + 6 \sum_{l=1}^{l_{\max}} l = 1 + 3l_{\max}(l_{\max} + 1), \quad (39)$$

где

$$l_{\max} = \frac{R_{MAP} - R_0}{2R_0} = \frac{R_{MAP}}{2R_0} - \frac{1}{2}, \quad (40)$$

$2R_0$ – расстояния между центрами соседних излучателей, R_{MAP} – радиус описанной вокруг шестиугольника окружности (предполагается, что радиус R_{MAP} таков, что позволяет получать из (39, 40) целочисленные значения N). В табл. 5 представлены данные о количестве излучателей N для различных целочисленных значения $l_{\max}$ и удовлетворяющей соотношению (40) величины $\frac{R_{MAP}}{2R_0}$, а также величина нормированного КУ МАР $\frac{G_{MAP}}{G_1(\theta_0, \varphi_0)}$.

Таблица 5.

$l_{\max}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N	7	19	37	61	91	127	169	217	271	331
$\frac{R_{MAP}}{2R_0}$	1,5	2,5	3,5	4,5	5,5	6,5	7,5	8,5	9,5	10,5
$\frac{G_{MAP}}{G_1(\theta_0, \varphi_0)} [\text{дБ}]$	8,45	12,78	15,68	17,85	19,59	21,03	22,27	23,36	24,33	25,19
v_z	0,94	0,919	0,913	0,911	0,909	0,909	0,908	0,908	0,908	0,908

$l_{\max}$	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
N	397	469	547	631	721	817	919	1027	1141	1261
$\frac{R_{MAP}}{2R_0}$	11,5	12,5	13,5	14,5	15,5	16,5	17,5	18,5	19,5	20,5
$\frac{G_{MAP}}{G_1(\theta_0, \varphi_0)} [\text{дБ}]$	25,98	26,71	27,38	28	28,57	29,12	29,63	30,11	30,57	31
v_z	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907	0,907

Данные табл. 5 можно использовать для определения минимального числа излучателей, из условия $N_{\min} = \frac{G_{MAP}}{G_1}$. При этом, следует иметь в виду, что для обеспечения одного и того же КУ число излучателей с облучателем в виде одного волновода будет примерно в 7 раз больше, чем для зеркала с 7-и элементным облучателем.

В МАР, состоящей из излучателей с круглой апертурой, возникают дополнительные потери, связанные с геометрическими «дырками» в апертуре МАР. Поэтому можно ввести понятие коэффициента использования геометрии МАР ν_z . Учитывая, что площадь шестиугольной апертуры S_a

$$S_a = \frac{6\sqrt{3}}{4} R_{MAP}^2 = \frac{3\sqrt{3}}{2} (l_{\max} + \frac{1}{2})^2 \cdot (2R_0)^2, \quad (41)$$

а суммарная площадь поверхности N излучателей

$$S_{\Sigma} = \pi R_0^2 N, \quad (42)$$

естественно определить геометрический коэффициент использования ν_z поверхности шестиугольной МАР следующим образом:

$$\nu_z = \frac{S_{\Sigma}}{S_a} = \frac{2\pi R_0^2 N}{3\sqrt{3}(l_{\max} + \frac{1}{2})^2 \cdot D_0^2} = \frac{2\pi N}{3\sqrt{3}(l_{\max} + \frac{1}{2})^2 \cdot 4}. \quad (43)$$

Используя соотношение (39), окончательно получаем

$$\nu_z = \frac{\pi \cdot (1 + 3l_{\max} \cdot (l_{\max} + 1))}{6\sqrt{3}(l_{\max} + \frac{1}{2})^2}. \quad (44)$$

С учётом ν_z коэффициент эффективности МАР g_{MAP} из одинаковых излучателей с коэффициентом эффективности g_I при равномерном возбуждении излучателей можно оценить по следующему соотношению:

$$g_{MAP} = g_I \cdot \nu_z. \quad (45)$$

Значения ν_z в зависимости от $l_{\max}$ представлены в табл. 5, отсюда следует, что потери в КУ шестиугольной МАР из-за неплотной упаковки отдельных излучателей составляют около 9%. При равномерном амплитудном распределении коэффициент эффективности МАР g_{MAP} для конфигураций, изображённых на рис 87а и 87б, состоящих из большого ($l_{\max} \rightarrow \infty$) одинаковых излучателей стремится к величине

$$g_{MAP} = 0,908 \cdot g_I. \quad (46)$$

При неравномерном амплитудном распределении эффективность МАР уменьшается в ν_a раз, где ν_a – коэффициент использования поверхности, зависящий от формы амплитудного распределения по раскрыву МАР.

Вернёмся теперь к взаимосвязи КУ G_{MAP} и минимального количества M_{min} лучей, обеспечивающих заданный сектор обзора.

КУ MAP радиуса R_{MAP} из N одинаковых крупноапертурных излучателей, каждый из которых имеет коэффициент эффективности g_1 , можно определить следующим образом:

$$G_{MAP} = \left(\frac{2\pi R_{MAP}}{\lambda} \right)^2 \cdot g_1 \cdot \nu_z = G_1 \cdot N. \quad (47)$$

Соответственно, средняя ширина m -ого луча $2\theta_q^{m_{MAP}}$ на уровне пересечения двух соседних лучей q AP определяется выражением вида (19). Используя (47) и (19), находим

$$2\theta_q^{m_{MAP}} = K_q \cdot \frac{\pi \sqrt{g_1 \cdot \nu_z}}{\sqrt{G_{MAP}}} \cdot \frac{\cos(\theta_0^m) + 1}{2 \cos(\theta_0^m)}. \quad (48)$$

Подставляя теперь (48) в неравенство, аналогичное неравенству (20), получаем следующее выражение для минимального количества M_{min} лучей:

$$\sum_{m=1}^{M_{min}} \left[1 - \cos \left(K_q \frac{\pi \sqrt{g_1 \cdot \nu_z}}{2 \cdot \sqrt{G_{MAP}}} \cdot \frac{\cos(\theta_0^m) + 1}{2 \cos(\theta_0^m)} \right) \right] \geq 1 - \cos(\psi_{обз}). \quad (49)$$

При $K_q \frac{\pi \sqrt{g_1 \cdot \nu_z}}{\sqrt{G_{MAP}}} \ll 1$ (здесь K_q подставляется в радианах) и учитывая,

что в данном случае $\frac{\cos(\theta_0^m) + 1}{2 \cos(\theta_0^m)} \approx 1$ из (49) получаем

$$M_{min} \geq 8 \frac{1 - \cos(\psi_{обз})}{(K_q \cdot \pi)^2} \cdot \frac{1}{g_1 \cdot \nu_z} \cdot G_{MAP} = 8 \frac{1 - \cos(\psi_{обз})}{(K_q \cdot \pi)^2} \cdot \frac{D_{MAP}}{\nu_z}, \quad (50)$$

где $D_{MAP} = \left(\frac{2\pi R_0}{\lambda} \right)^2 N$, максимальный коэффициент направленного действия (КНД) MAP.

Как следует из (50), минимальное количество лучей прямо пропорционально КНД MAP, причём коэффициент пропорциональности зависит от уровня пересечения лучей q соседних лучей. В частности при $q = -$

5,2 дБ коэффициент $Kq = 1,466$ (см. рис. 30 в главе 2) и выражение (50) при $\psi_{обз} = 8,7^\circ$ приобретает вид:

$$M_{\min} = 4,31 \cdot 10^{-3} \frac{1}{g_1 \cdot v_z} \cdot G_{MAP} = 4,31 \cdot 10^{-3} \frac{D_{MAP}}{v_z}. \quad (51)$$

Соответственно, для МАР, состоящей из семилучевых КАИ радиусом R_0 , из соотношения (51) получаем:

$$M_{\min} \geq 30,17 \cdot 10^{-3} \left(\frac{2\pi R_0}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{1}{v_z}. \quad (52)$$

Полученные результаты позволяют определить оптимальные параметры и структуру крупноапертурного многолучевого излучателя МАР, а также минимальное количество излучателей и лучей, обеспечивающих требуемый рельеф КУ в заданном секторе обзора в требуемом частотном диапазоне.

Рассмотрим в качестве примера возможности построения МАР для глобальных ССС в X и $K\alpha$ диапазонах. Ориентировочные требуемые характеристики таких МАР указаны в таблице 6.

Таблица 6. Условные характеристики ФАР.

Диапазон работы	Требуемая полоса частот	КУ, дБ.	Ширина ДН по уровню -3дБ, град	Конический сектор обзора с углом при вершине, град.	N	$M_{\min}$	M
X	$\pm 3 - 4\%$	34...37	$\sim 2^\circ$	$8,7^\circ$	7	47	49
K α	$\pm 3 - 4\%$	41...44	$\sim 0,8^\circ$	$8,7^\circ$	37	251	259

Используя данные таблицы 6 и соотношение (52), а также ограничение (39), можно определить требуемое число излучателей N и минимальное количество лучей $M_{\min}$ в осесимметричных МАР для диапазонов X и $K\alpha$. Эти данные приведены в таблице 6. В последнем столбце таблицы 6 приведено реальное количество лучей для осесимметричных МАР, показанных на рис. 85(а,б). Как следует из сравнения приводимых данных, многолучевые МАР из 7-и лучевых КАИ в X диапазоне и МАР из 37 аналогичных излучателей в

Ка диапазоне могут обеспечить требуемые характеристики направленности во всём секторе обзора для минимальных значений КУ, указанных в таблице 6. Для получения больших значений КУ, близких к максимальным значениям КУ, указанным в таблице 6, необходимо увеличение количества элементов в облучателе зеркальной или линзовой антенн. Соответствующие результаты для облучателей, состоящих из 13-и и 19-и элементов, приведены в разделах 3.2 и 3.3 главы 3.

4.3. Диаграммы направленности многолучевых антенных решеток из крупноапертурных излучателей

Проанализируем многолучевые ДН МАР в X и Ka диапазонах. Конфигурация рассматриваемых МАР представлена на рис. 87.

При моделировании ДН в качестве отдельных излучателей использовались линзовые КАИ с параметрами: $R_0 = 6,04\lambda$, $f = 5,8\lambda$, $R = 10,29\lambda$, а параметры облучателя выбирались: $a = 0,36\lambda$, $a' = 0,397\lambda$, $h = 1,47\lambda$, $t = 0,036\lambda$, $h_1 = 2,7\lambda$, $a_1 = \lambda/3$, $a'_1 = 0,397\lambda$, $a'_1 = 0,377\lambda$, $\varepsilon_1 = 2,1$.

ДН АР из N крупноапертурных излучателей в системе координат, приведенной на рис. 88, рассчитывалась по соотношению:

$$\bar{F}_\Sigma(\theta, \varphi) = \frac{1}{N_{\text{норм}}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N U_{nadmn}^H \sqrt{G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)} \bar{F}_{mn}(\theta, \varphi) e^{ik|\bar{\rho}_{1n}|(\sin(\theta)\cos(\varphi-\varphi_{1n})-\sin(\theta_0)\cos(\varphi_0-\varphi_{1n}))}, \quad (53)$$

где U_{nadmn}^H – комплексная амплитуда возбуждения m -го излучателя в облучателе n -го КАИ, определяемая, $\bar{F}_{mn}(\theta, \varphi)$ – нормированная относительно направления $(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ векторная комплексная ДН m -го луча n -го КАИ при возбуждении m -ого входа n -ого КАИ единичной амплитудой; $G_m(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ – КУ в направлении m -ого луча в направлении $(\theta_0^m, \varphi_0^m)$; $(\theta_0^m, \varphi_0^m)$ – направление максимума m -го луча каждого КАИ; (θ_0, φ_0) – направление фазирования всех семи КАИ (направление одного из лучей МАР); $\bar{\rho}_{1n}$ – радиус-вектор центра 1-го излучателя в облучателе n -го КАИ; φ_{1n} –

азимутальная координата центра 1-го излучателя в облучателе n -го КАИ;
 $k = 2\pi/\lambda$; $N_{\text{норм}}$ – нормировочный коэффициент, выбранный из условия
 $|\bar{F}_{\Sigma}(\theta'_0, \varphi'_0)| = 1$.

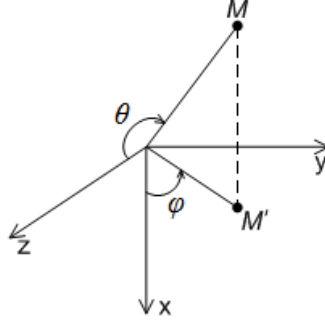


Рис. 88. Система координат, в которой рассчитывалась МАР.

При равномерном амплитудном возбуждении однотипных m -х элементов в облучателях всех КАИ ($U_{\text{над}m}^n = U_{\text{над}m1}^n$) и при условии, что однолучевые ДН всех КАИ одинаковы ($\bar{F}_{mn}^n(\theta, \varphi) = \bar{F}_{m1}^n(\theta, \varphi)$, $n = 1 \dots N$), из (53) следует:

$$\bar{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N_{\text{норм}}} \sum_{m=1}^M U_{\text{над}m1}^n \sqrt{G_{m1}(\theta_0^m, \varphi_0^m)} \bar{F}_{m1}^n(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N e^{ik|\bar{\rho}_{1n}|(\sin(\theta)\cos(\varphi-\varphi_{1n})-\sin(\theta_0)\cos(\varphi_0-\varphi_{1n}))} \quad (54)$$

При оптимальном возбуждении (25) элементов облучателя каждого КАИ, обеспечивается оптимальный рельеф КУ, а ДН МАР записывается в виде:

$$\bar{F}_{\Sigma 1}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N_{\text{норм}}} \sum_{m=1}^M G_{m1}(\theta_0^m, \varphi_0^m) \bar{F}_{m1}^n(\theta', \varphi')^* \bar{F}_{m1}^n(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N e^{ik|\bar{\rho}_{1n}|(\sin(\theta)\cos(\varphi-\varphi_{1n})-\sin(\theta_0)\cos(\varphi_0-\varphi_{1n}))}, \quad (55)$$

где (θ', φ') – направление максимизации КУ МАР. Естественно предположить, что это направление совпадает с направлением фазирования (θ_0, φ_0) основного луча МАР.

В частности, ДН первого КАИ $\bar{F}_{\Sigma 1}(\theta, \varphi)$ при оптимальном возбуждении (25) определяется из соотношения:

$$\bar{F}_{\Sigma 1}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N_{\text{норм}}} \sum_{m=1}^M G_{m1}(\theta_0^m, \varphi_0^m) \bar{F}_{m1}^n(\theta_0, \varphi_0)^* \bar{F}_{m1}^n(\theta, \varphi). \quad (56)$$

На рис. 89 – 92 приведены расчетные ДН МАР, состоящей из 7-и линзовых КАИ, каждый из которых имел 7-и элементный волноводно-стержневой облучатель. ДН рассчитывались в X диапазоне в плоскостях ZOY ($\varphi_0 = 90^\circ$) и ZOX ($\varphi_0 = 0^\circ$). Луч, сформированный в направлении оси симметрии МАР, соответствует равномерному возбуждению каждого из 1и элементов облучателя. Отклоненные лучи соответствовали равноамплитудному возбуждению соответствующих периферийных элементов облучателя, а фазовое возбуждение соответствовало максимуму множителя направленности МАР в направлениях или $\theta_0 = 8,7^\circ$ $\varphi_0 = 0^\circ$, или $\theta_0 = 8,7^\circ$ $\varphi_0 = 90^\circ$.

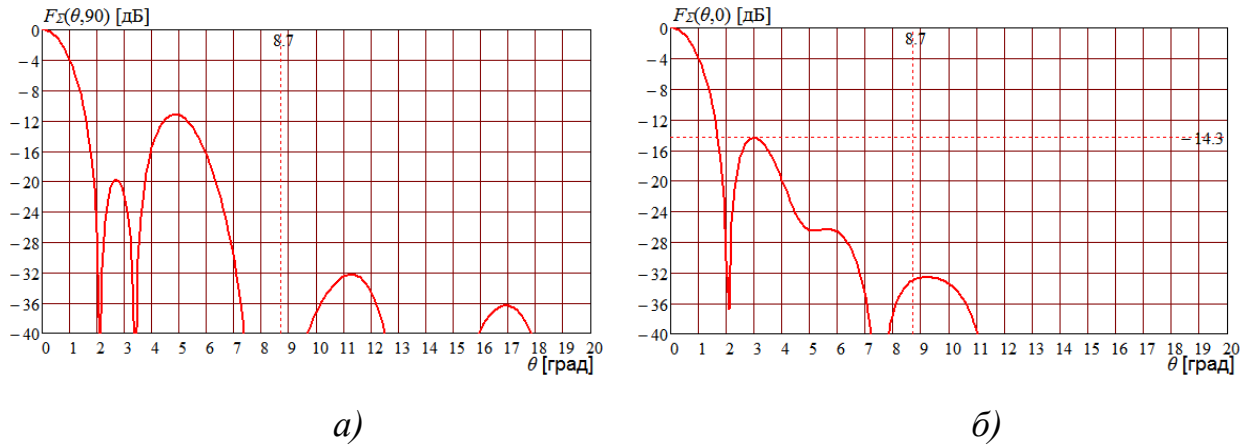


Рис. 89. ДН МАР в направлении $\theta_0 = 0^\circ$. а) – в плоскости ZOY ($\varphi_0 = 90^\circ$); б) – в плоскости ZOX ($\varphi_0 = 0^\circ$).

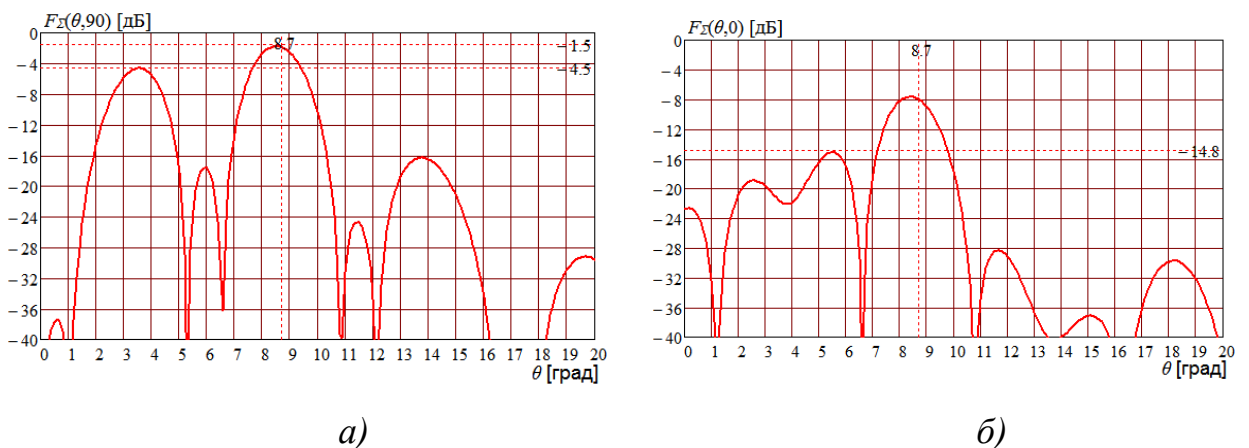
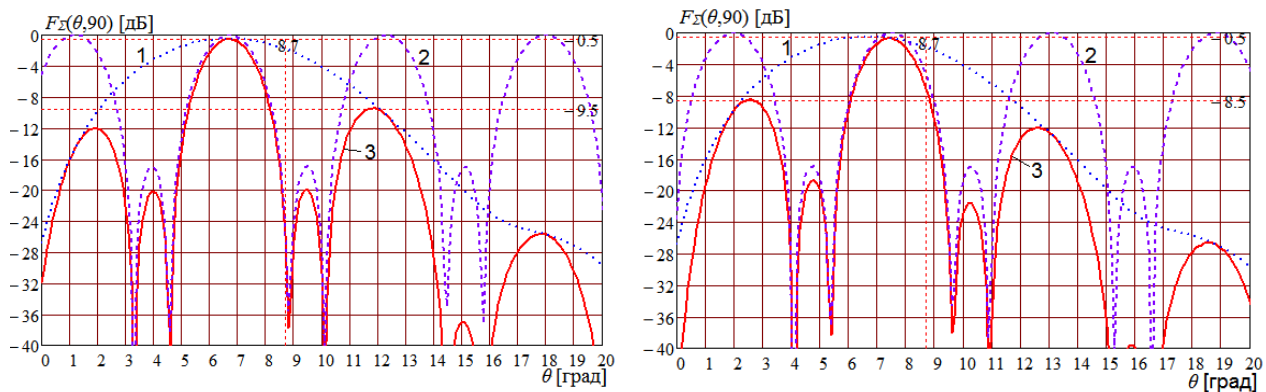


Рис. 90. ДН МАР в направлении $\theta_0 = 8.7^\circ$. а) – в плоскости ZOY ($\varphi_0 = 90^\circ$); б) – в плоскости ZOX ($\varphi_0 = 0^\circ$).

Как следует из приведенных результатов моделирования, ширина луча МАР в пределах сектора обзора приблизительно равна 2° . При этом, абсолютное значения КУ в направлении оси антенны составило 37,48, а на краю сектора обзора в плоскости ZOY снизилось до 36,21 дБ и в плоскости ZOX – до 30,48 дБ. Уменьшение КУ для отклоненного луча МАР по сравнению с центральным лучом, отмеченные на рис. 89б и 90б, связано с падением КУ этих лучей примерно на 1,27 дБ в плоскости ZOX и на 7 дБ в плоскости ZOY.

При отклонении луча на границу сектора обзора в ДН МАР рассматриваемой структуры проявляются побочные главные максимумы. Особенно значительным является побочный главный максимум в плоскости ZOY (-3 дБ). Уменьшить уровень побочного излучения можно или за счет некоторого управления множителем решетки, или за счет соответствующего возбуждения всей семерки излучателей в облучателе каждого КАИ. Существенного уменьшения уровня интерференционных максимумов (с одновременным выравниванием рельефа КУ в секторе обзора) можно достигнуть за счет увеличения количества излучателей в каждом облучателе КАИ до тринадцати или девятнадцати.

Рассмотрим возможности уменьшения уровня интерференционных боковых лепестков за счет управления множителем направленности. Соответствующие ДН в плоскости ZOY ($\varphi = 90^\circ$) для МАР из КАИ с облучателями, состоящими из 7-и элементов, приведены на рис. 91а,б,в. Параметром на этих рисунках является угол фазирования θ_0 для МАР из 7-и элементов. Цифрами: 1 обозначена ДН КАИ, 2 – множитель решетки, 3 – ДН МАР.



б)

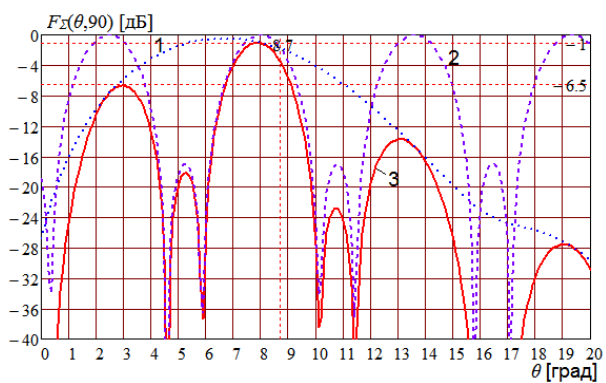
**в)**

Рис. 91. ДН МАР в направлении в плоскости ZOY. а – направление фазирования $\theta_0 = 6,7^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$; б – направление фазирования $\theta_0 = 7,5^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$; в – направление фазирования $\theta_0 = 8^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$.

Как видно, за счет изменения θ_0 можно уменьшить уровень интерференционных боковых лепестков, однако, при этом значительно уменьшается коэффициент усиления МАР на границе сектора обзора. Соответствующие кривые для зависимости нормированного КУ на краю сектора обзора (нормирование осуществлялось по отношению к КУ в направлении оси антенны) и УБЛ от угла фазирования θ_0 в плоскости ZOY ($\varphi_0 = 90^\circ$) приведены на рис. 92.

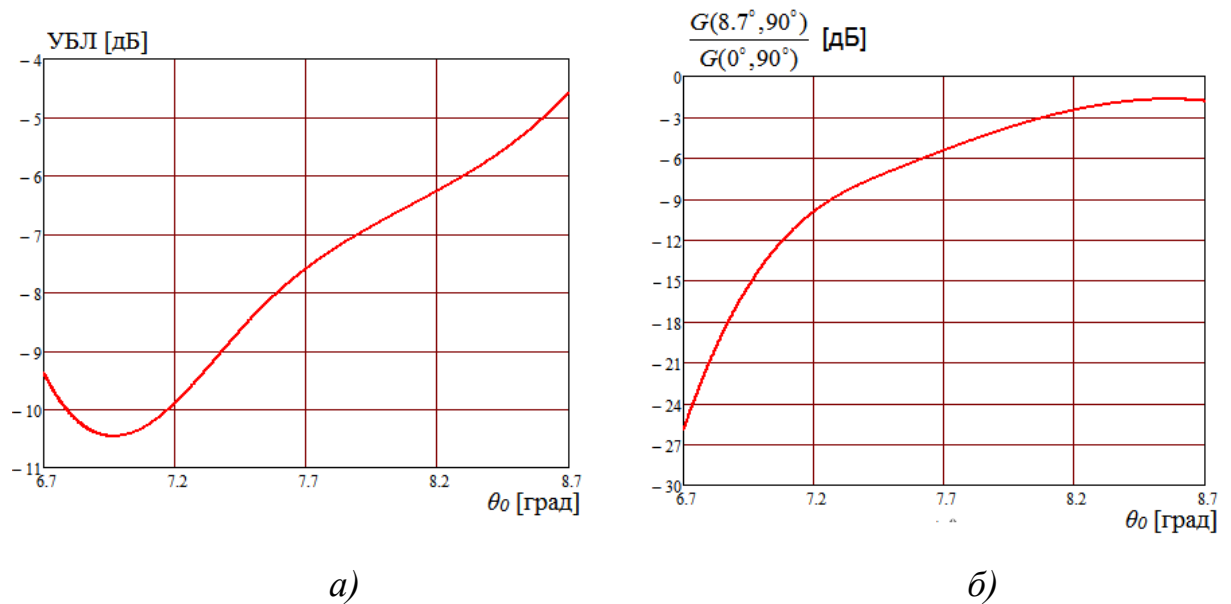


Рис. 92. Зависимость УБЛ (а) и КУ на краю сектора обзора (б) от угла фазирования в плоскости ZOY .

Более успешным методом подавления УБЛ является увеличение количества элементов в облучателе КАИ. На рис. 93 приведены ДН в плоскости ZOX МАР, состоящей из КАИ с 13-и элементными облучателями, а на рис. 94 – ДН в плоскости ZOY для МАР, состоящей из КАИ с 19-и элементными облучателями. При этом, ДН в плоскости ZOY МАР из КАИ с 13-и элементным облучателем практически совпадает с ДН в плоскости ZOY МАР из КАИ с 7-и элементным облучателем, а ДН в плоскости ZOX МАР из КАИ с 19-и элементным облучателем такая же, как ДН в плоскости ZOX МАР из КАИ с 13-и элементным облучателем. Отметим, что рассчитанные ДН соответствуют случаю независимого возбуждения только одного соответствующего элемента в облучателе каждого КАИ.

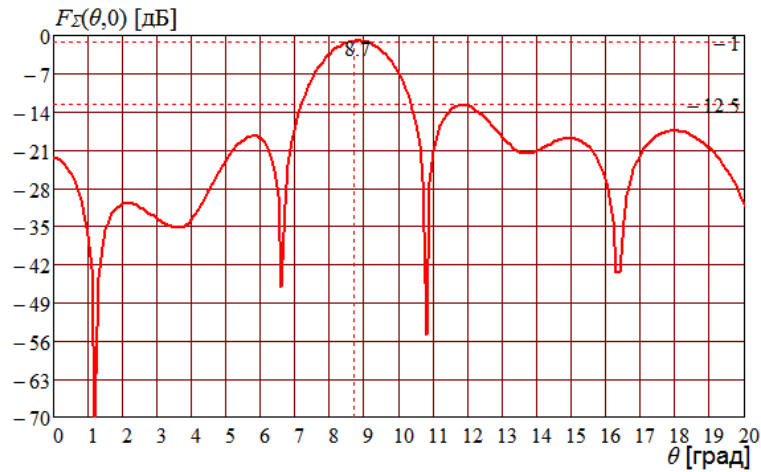


Рис. 93. ДН 7-и элементной МАР из 13-и элементных КАИ в направлении $\theta_0 = 8,7^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ в плоскости ZOX .

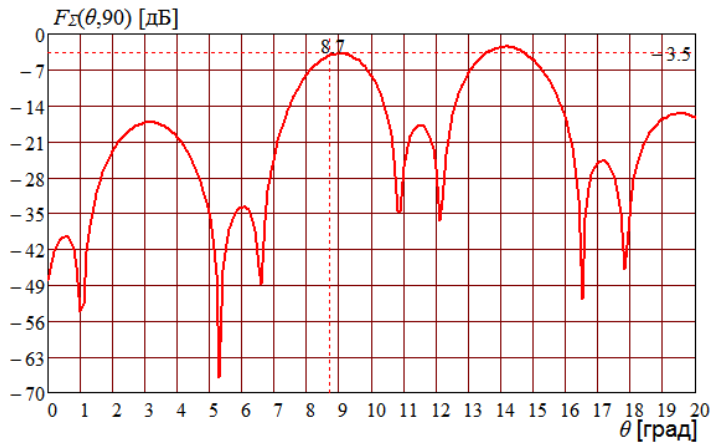


Рис. 94. ДН 7-и элементной МАР из 19-и элементных КАИ в направлении $\theta_0 = 8,7^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$ в плоскости ZOY .

Как видно, применение 13-и элементного облучателя позволяет значительно повысить КУ на границе сектора обзора и снизить уровень интерференционного максимума в плоскости ZOX , а 19-и элементный облучатель позволяет переместить УБЛ за границу сектора обзора в плоскости ZOY и повысить КУ на границе сектора обзора в плоскости ZOX . Существенное уменьшение уровня УБЛ при использовании 19-и элементного облучателя возможно за счет уменьшения расстояния между соседними элементами в этом облучателе. Соответствующие кривые приведены на рис. 95. Внутренний радиус питающего волновода элементов облучателя

линзового КАИ был уменьшен до $0,323\lambda$, а толщина этого волновода – до $0,022\lambda$.

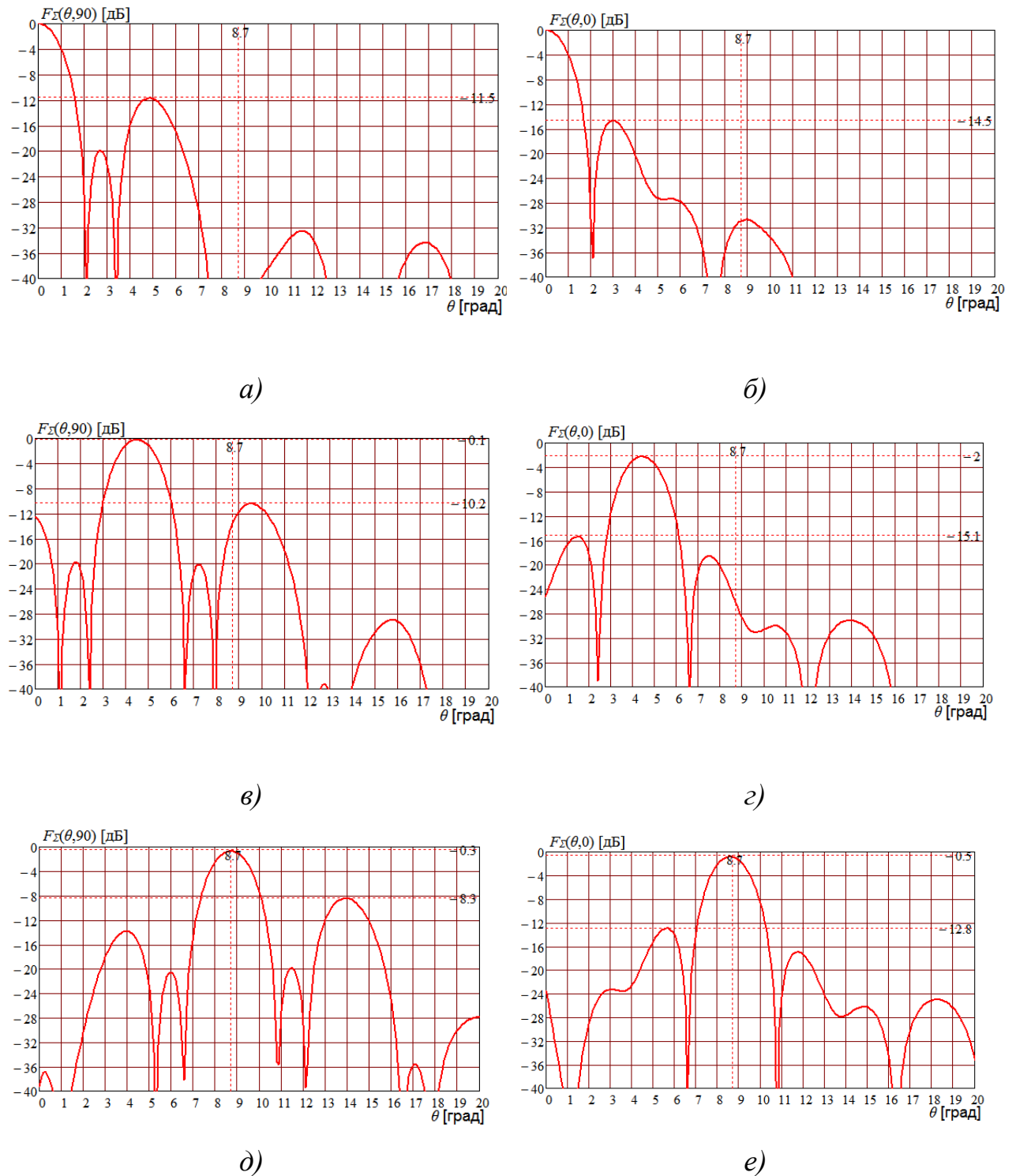


Рис. 95. ДН МАР из 7-и 19-и лучевых КАИ. а – в направлении $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$ в плоскости ZOY; б – в направлении $\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ в плоскости ZOX; в – в направлении $\theta_0 = 4,5^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$ в плоскости ZOY; г – в направлении $\theta_0 = 4,5^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ в плоскости ZOX; д – в направлении $\theta_0 = 8,7^\circ$, $\varphi_0 = 90^\circ$ в плоскости ZOY; е – в направлении $\theta_0 = 8,7^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ в плоскости ZOX.

Как видно, за счет использования 7-и элементной МАР, состоящей из 19-и лучевых КАИ, при выставлении луча в направление на границу сектора обзора уровень интерференционных боковых лепестков в плоскости ZOY составляет -8 дБ, а в плоскости ZOX и -11,7 дБ. Дальнейшего уменьшения интерференционных боковых лепестков можно добиться за счет синтеза соответствующего амплитудно-фазового возбуждения в 19-и элементном КАИ.

На рис. 96, 97 приведены аналогичные ДН 37-и элементной МАР для центрального луча и для луча, отклоненного на границу сектора обзора в плоскостях ZOY и ZOX , при независимом возбуждении каждого из семи элементов облучателя КАИ.

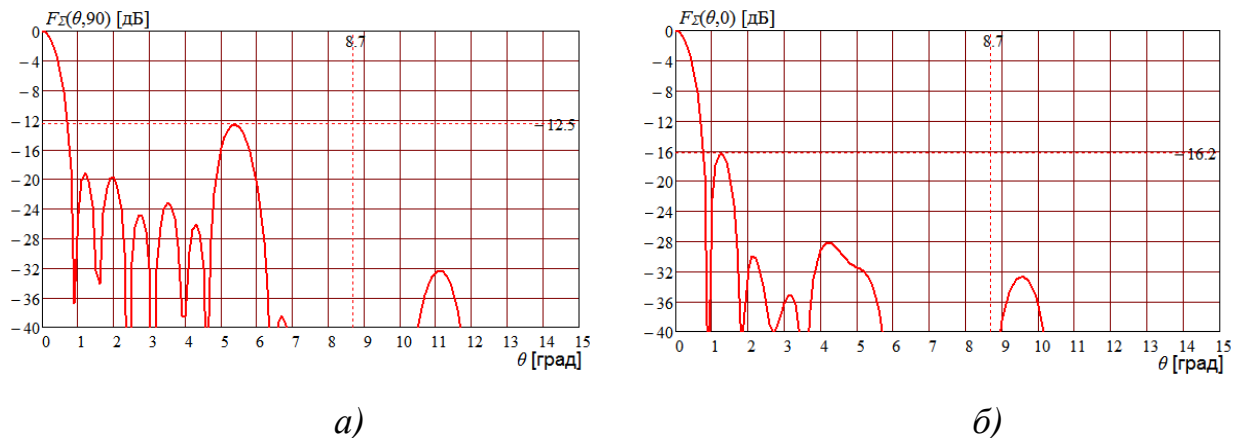


Рис. 96. ДН 37-и элементной МАР в направлении $\theta_0 = 0^\circ$. а – в плоскости ZOY ; б – в плоскости ZOX .

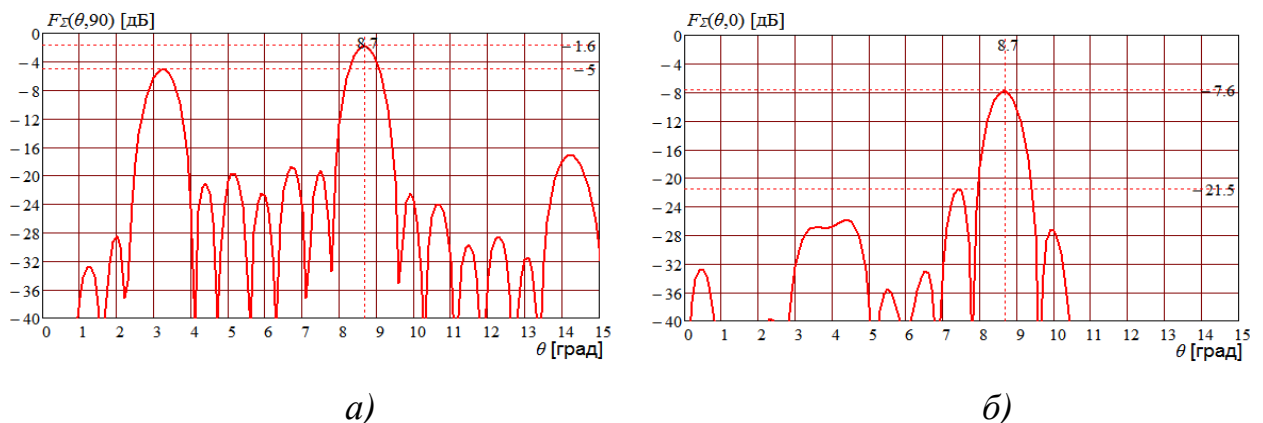


Рис. 97. ДН 37-и элементной МАР в направлении $\theta_0 = 8.7^\circ$. а – в плоскости ZOY ; б – в плоскости ZOX .

Основные закономерности в форме ДН и уровне боковых лепестков для МАР $K\alpha$ диапазона такие же, как для X диапазона. Поэтому и методы уменьшения уровня интерференционных боковых лепестков в $K\alpha$ диапазоне аналогичны выше рассмотренным в X диапазоне.

В многолучевых ЦАР, схематически представленных на рис. 85, 86, возможна адаптация по помехам за счет изменения вектора весовых коэффициентов (ВВК), задаваемого процессором весовых коэффициентов на рис. 86. Оптимальный ВВК может определяться или непосредственно из расчета корреляционной матрицы помех на входах в сечении II на рис. 86а, или с помощью градиентных методов при организации петли обратной связи между входами в сечениях III и II. Подробно методы адаптации в АР изложены в многочисленных монографиях, например [54,55] и, в данном случае, нет необходимости в подробном пересказе этих методов. Отметим лишь, что адаптация в многолучевых ЦАР имеет ряд особенностей, обусловленных тем, что на $1 \dots M'N$ выходах в сечениях III присутствует достаточно полная картина распределения принимаемых сигналов и помех в каждом угловом секторе пространства, определяемого шириной ДН одного луча. Это обстоятельство позволяет оценить угловые координаты приходящих сигналов и помех и облегчает процедуру дальнейшего определения оптимального ВВК, например, при использовании линейно ограниченных алгоритмов [55].

Выводы

Таким образом, в данной главе предложена схема бортовой цифровой многолучевой антенной решетки с одностипными цифровыми процессорами, требующая минимальных вычислительных ресурсов и энергопотребления и обеспечивающая возможность гибкой адаптации к помехам. Получены соотношения для расчета характеристик направленности МАР для ССС в X -

и Ka-диапазонах, а также, проанализированы методы улучшения характеристик направленности МАР из КАИ.

Полученные в настоящей главе результаты показывают возможность формирования требуемой конфигурации лучей бортовых МАР, состоящих из КАИ, для организации глобальной ССС. Использование цифровых методов дает возможность гибкой адаптации по помехам.

Заключение

Основные результаты, полученные в диссертации, можно сформулировать в следующем виде:

1. Проведен аналитический обзор отечественных и зарубежных бортовых антенных устройств, используемых в системах глобальной и региональной спутниковой связи, и проанализированы возможные пути построения перспективных многолучевых приемных бортовых антенн.

2. Разработана и обоснована двухступенчатая схема построения приемной бортовой многолучевой антенной решетки для системы глобальной спутниковой связи в X- и Ka-диапазонах. Схема основана на использовании многолучевой антенной решетки, состоящей из минимального количества многолучевых крупноапертурных излучателей, формирующих требуемый рельеф коэффициента усиления в пределах полного сектора обзора земли с геостационарной орбиты.

3. Рассмотрены различные варианты построения многолучевого крупноапертурного излучателя (на основе зеркальной антенны, линзовой диэлектрической антенны и линзовой антенны, состоящей из волноводных излучателей). С использованием программного комплекса FEKO и специально разработанных алгоритмов проведены электродинамическое моделирование и сравнительная оптимизация характеристик направленности каждого из трех типов крупноапертурных излучателей в зависимости от их геометрических параметров и конструктивных особенностей. Установлено, что наиболее приемлемым типом крупноапертурного излучателя для систем спутниковой связи является линзовый излучатель, состоящий из отрезков волноводов.

4. Установлена зависимость между требуемым коэффициентом усиления многолучевого крупноапертурного излучателя, уровнем пересечения соседних лучей и количеством элементов в облучателе крупноапертурного излучателя. Определено минимальное количество

элементов в облучателе, обеспечивающее заданный коэффициент усиления в требуемом секторе обзора и уровень пересечения соседних лучей.

5. Разработан алгоритм оптимального возбуждения отдельного крупноапертурного излучателя, позволяющий получить наиболее высокий и равномерный рельеф коэффициента усиления в требуемом секторе обзора. С использованием этого алгоритма для заданного числа излучателей определен максимальный коэффициент усиления многолучевой антенной решетки во всем секторе обзора.

6. Предложена схема бортовой цифровой многолучевой антенной решетки с однотипными цифровыми процессорами, требующая минимальных вычислительных ресурсов и энергопотребления и обеспечивающая возможность гибкой адаптации к помехам. Исследованы характеристики направленности такой решетки в X- и Ka-диапазонах.

7. Определены возможные методы улучшения характеристик направленности многолучевой антенной решетки, и, в частности, методы уменьшения уровня интерференционных боковых лепестков в бортовых многолучевых антенных решетках, состоящих из крупноапертурных излучателей.

В целом, приведенные в диссертации результаты позволили предложить и смоделировать приемную многолучевую бортовую антенную решетку для глобальной спутниковой связи, обеспечивающую заданный коэффициент усиления во всем секторе обзора, при минимальном количестве излучателей, а также массогабаритных и эксплуатационных ограничениях, характерных для бортовых спутниковых антенн.

Результаты диссертационной работы нашли практическое применение при разработке эскизного проекта по построению бортовых многолучевых антенн (ОКР «Сфера»).

Основные результаты работы опубликованы в 14 печатных работах [4, 30, 31, 56 – 66], из них: 1 коллективная монография, 6 научных статей (4 в журналах, включенных в перечень ВАК), 7 тезисов докладов. На

оригинальную разработку многолучевой антенной решетки получен патент РФ [67].

Список литературы.

1. Томаси У. Электронные системы связи. – Москва. 2007.
2. Спутниковая связь и вещание: Справочник, – 3-е изд., перераб. и доп. / В.А. Бертенев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др. Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997, – 528 с.
3. Наблюдение искусственных спутников Земли. Глава 2: Какие орбиты и ИСЗ бывают. <http://www.sat.belastro.net/glava2/glava2.php>
4. Л.И. Пономарев, В.А. Вечтомов, А.С. Милосердов. Многолучевая антенная решётка для системы спутниковой связи. // Антенны. 2012. № 5. С. 52–65.
5. Вечтомов В.А., Зимин В.Н., Кузенков А.Н, Дронов Д.В. Козлов А.А. Принцип построения многолучевой антенны для проектируемой российской спутниковой системы высокоскоростного доступа. / М.: IV всероссийская конференция «радиолокация и связь» 2010г. Сборник докладов С. 301 – 306.
6. Электросвязь: история и современность. №1/2007. www.altegrosky.ru/data/file/VSAT/historia_ros_system_sput_sviasi.pdf
7. Космические системы связи: Учеб. пособие / В. Ф. Михайлов, В. И. Мошкин, И. В. Брагин СПб.: ГУАП. 2006. 174 с.
8. А.М. Аносов, Н.А. Бей, В.А. Вечтомов. Применение бортовых многолучевых антенн в системах спутниковой связи. – Антенны. 2005. № 10.
9. C. Chandler, L. Hoyer, D. Hixon, T. Smigla, A. Peebles, M. Em. Ka-band. Communications Satellite Antenna technology. – TRW Space & Electronics, One Space Park, Redondo Beach, California 90278, USA. E-mail: chuck.Chandler@trw.com
10. В.Р. Антепов, А.В. Шишлов, А. Эйбус. Многолучевые антенные системы HTS. // Спутниковая связь и вещание 2014 С. 54 – 67.
11. Бей Н.А., Вечтомов В.А., Зимин В.Н. Антенны систем спутниковой связи и навигации: Уч. пособие / под ред. Н.А. Бей – М.: Изд-во «Рудомино». 2010.

12. В.А. Калошин, Е.В. Фролова. Моделирование офсетной двухзеркальной апланатической антенны типа Грегори. – Журнал радиоэлектроники. 2007. № 6.
13. В.А. Калошин, Е.В. Фролова. Моделирование офсетной двухзеркальной апланатической антенны типа Кассегрена. – Журнал радиоэлектроники. 2007. № 7.
14. Л.Д. Бахрах, Г.К. Галимов. Зеркальные сканирующие антенны, М.: Наука. 1981.
15. Н.А. Бей, В.А. Вечтомов, Е.Н. Гуркин. и др. Бортовая многолучевая антенна космического ретранслятора // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2009.
16. Пластиков А.Н. «Проектирование многолучевых офсетных двухзеркальных антенн с однокоординатным и двухкоординатным сканированием». Автореферат диссертации. – М.: МЭИ. 2013.
17. Charles Chandler, Leonard Hoey, Douglas Hixon, Ronald Chan, Terrence Smigla, Louis Wilson, Ann Peebles, Makkalon Em, and Shady Suleiman. Broadband Communications Satellite Antenna Technology for the Emerging Ka-Band Market. 7-th Ka Band Utilization Conference, Santa Margherita Ligure Italy. September 2001. PP. 1–8.
18. Charles Chandler, Leonard Hoey, Douglas Hixon, Terrence Smigla, Ann Peebles, and Makkalon Em. Ka-Band Communications Satellite Antenna Technology. <http://www.trw.com/broadband>
19. С.П. Скобелев. Фазированные антенные решётки с секторными парциальными диаграммами направленности. // Москва: ФИЗМАТЛИТ. 2010г.
20. Слюсар В.И. Цифровые антенные решётки в мобильной спутниковой связи. – Первая миля. 2008. № 4.
21. Mallison M.J., Robson David. Enabling Technologies for the Eurostar Geomobile Satellite. / 19-th AIAA International Communications Satellite

- Systems Conference "Satellite Communications for the new Millennium. Systems, Services and Technologies". 17–20 April 2001.
22. *Копик. А.* Второй мощный спутник для Inmarsat. Запуск Inmarsat 4–F2. – Новости космонавтики. 2005. № 12.
23. Примеры реализации спутников нового поколения. Приложение к обзору "Спутники связи и вещания нового поколения". <http://www.tssonline.ru/articles2/sputnik/primery-realizatsii-sputnikov-novogo-pokolenia>
24. Широкополосный Ка-диапазон: мировой опыт 2010. История 2000–2010г.г. http://www.alfasatcom.ru/news/shirokopolosnyi_ka_diapazon_mirovoi_opyt_2010_22/
25. Современные спутники связи и вещания. Какой спутник нужен России? http://vsat-tel.ru/library/art_60.htm
26. Journal of the National Institute of Information and Communications Technology (quarterly). Special Issue on the Engineering Test Satellite VIII (ETS–VIII). V. 50, № 3/4, September/December 2003.
27. Воскресенский Д. И. Проектирование активных фазированных антенных решёток. Под. ред. Д. И. Воскресенского. — М.: Радиотехника, 2003.
28. Активные фазированные антенные решётки / Под редакцией Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
29. *Конторович М.И., Петрунькин В.Ю.* О наименьшем числе управляемых элементов в антенне с электрическим качанием луча. // Радиотехника и электроника. 1961. Т. 6. № 12. С. 1982.
30. Милосердов А.С., Зинин Е.Д., Мельников Г.А. О минимальном количестве излучателей в фазированной антенной решетки для глобальной спутниковой связи./ Труды 12-ой международной конференции «Авиация и космонавтика» 12 – 15 ноября 2013 г. М.: МАИ. С. 461.
31. Милосердов А.С., Зинин Е.Д., Мельников Г.А. Сравнительный анализ эффективности построения фазированных и многолучевых антенных решёток для систем глобальной спутниковой связи./ Труды 11-ой

- международной конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии». 2013. Москва. ОАО «Радиофизика». С. 16.
32. *Слюсар В.И.* Фазированная антенная решетка системы Thuraya. – Сети и телекоммуникации. 2002. № 5. С. 54–58.
33. *Слюсар В.И.* Цифровые антенные решётки в мобильной спутниковой связи. – Первая миля. 2008. №5.
34. *М.М.Симонов.* Спутники – новые возможности в Азии. – Приложение к журналу “Технологии и средства связи” №5 (50). 2006. спец. вып. С. 28–33.
35. *В.Р. Анпилогов.* Современные спутники связи и вещания. Какой спутник нужен России. – Приложение к журналу “Технологии и средства связи” №5 (50). 2006. спец. вып. С. 16–22.
36. Теле-спутник. Журнал о цифровом телевидении. Спутниковые новости: <http://www.telesputnik.ru/archive/119/article/44.html>
37. *W.C. Cummings* An Adaptive Nulling Antenna for Military Satellite Communications. The Lincoln Laboratory Journal. V. 5. № 2. 1992.
38. *В.И. Мельничук, А.В. Шишов.* Сравнение эффективности синтезированных различными методами антенн с контурными диаграммами направленности в случае двумерной задачи. Труды XI Молодежной научно–технической конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии». Москва. 2013г. 110с.
39. *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* / под ред. *Бахраха Л.Д.* Антенны с электрическим сканированием. 2001.
40. *Конторович М.И., Петрунькин В.Ю.* О наименьшем числе управляемых элементов в антенне с электрическим качанием луча. // Радиотехника и электроника. 1961. Т. 6. № 12. С. 1982.
41. *Р.В. Комягин.* Основы теории и компьютерное моделирование антенн: Учеб. Пособие – М.: 2010. – 164 с.
42. *А.Ю. Гринев.* Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника. 2011г.

43. *Д. С. Ключев*. Электродинамическая теория зеркальных и полосковых антенн. // Поволжский государственный университет телекоммуникации и информатики. Диссертация на соискание ученой степени доктора физико–математических наук. Самара. 2012.
44. *Ф.Р. Гантмахер*. Теория матриц. М.: Наука. 1962.
45. *Д.М. Сазонов*. Матричная теория антенных решёток, Четвёртая всероссийская школа–семинар по дифракции и распространению волн. – Рязань. 1975.
46. *Зелкин Е.Г., Петрова Р.А.* Линзовые антенны. Советское радио. 1974.
47. *Г.К. Галимов* Зеркальные антенны. Том 1. ООО "Адвансед Солюшнз". 2010.
48. *Walter Rotman*. Analysis of an EHF Aplanatic Zoned Dielectric Lens Antenna. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. V. AP–32. № 6. JUNE 1984.
49. Проблемы антенной техники / Под ред. *Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского* М.: Радио и связь. 1989.
50. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. *Д.И. Воскресенского* М.: Радио и связь. 1994.
51. *Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин* Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы. М.: Радиотехника. 2013.
52. *Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов* Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: МАИ. 2013.
53. *В.Р. Антипов* Спутники связи и вещания. Спутниковая связь и вещание. 2006.
54. *Р.А. Монзинко, Т.У. Мюллер* Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь. 1986.
55. *В.И. Джиган* Адаптивная фильтрация сигналов. М.: Техносфера. 2013.
56. *Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С.* Многолучевая антенная решетка для системы спутниковой связи. // Коллективная монография под

- редакцией А.Ю. Гринева. Научно–технические серии: Антенные системы локации, навигации и радиосвязи. М.: Радиотехника. 2013. С. 164–174.
57. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Крупноапертурный излучатель для многолучевой антенны системы спутниковой связи. Москва. Труды МАИ. № 52.
58. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Многолучевые антенные решётки для системы спутниковой связи. // Антенны. 2013. №9. С. 23–30.
59. Милосердов А.С, Зинин Е.Д., Мельников Г.А. Перспектива использования ФАР в бортовых антеннах глобальной спутниковой сотовой связи. Москва. Труды МАИ. № 73.
60. Милосердов А.С, Зинин Е.Д., Мельников Г.А. Линзовый крупноапертурный излучатель для бортовой многолучевой антенной решетки системы глобальной спутниковой связи. Фазотрон № 3 (22). 2013. С. 78–91.
61. Пономарёв Л.И., Вечтомов В.А., Воронов Р.Х., Милосердов А.С. Бортовая антенная решетка из крупноапертурных излучателей с глобальным обслуживанием с геостационарной орбиты. Вестник МГТУ им. Баумана. 2012 выпуск 7.
62. Л.И. Пономарев, В.А. Вечтомов, А.С. Милосердов. Многолучевая антенна для системы спутниковой связи на основе решетки из крупноапертурных излучателей./ Труды 10-ой Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМОНАВТИКА – 2011» 8 – 10 ноября 2011г., Москва. стр. 202-203.
63. Л.И. Пономарев, В.А. Вечтомов, А.С. Милосердов. Линзовый крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решётки системы спутниковой связи./ Труды молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2012» 17 – 20 апреля 2012 г. Москва. стр. 106.
64. Байкин А.В., Милосердов А.С. Оптимизация линзового крупноапертурного излучателя многолучевой антенной решетки системы космической связи./ Труды молодёжной научно-практической

конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2013» 16 – 18 апреля 2013 Москва. стр. 203-204.

65. Милосердов А.С., Зинин Е.Д., Мельников Г.А.. Линзовый крупноапертурный излучатель для многолучевой антенной решётки системы спутниковой связи./ Труды молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2013» 16 – 18 апреля 2013 Москва. стр. 246.
66. В.А. Вечтомов, Л.И. Пономарев, А.С. Милосердов, Р.Х. Воронов, В.Е. Мешковский, О.В. Терёхин, С.А. Чурилин. Оптимизированная антенная решетка из крупноапертурных излучателей для бортового ретранслятора./ Труды XIX международная научно-технической конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2013) 16 - 18 апреля 2013г. Воронеж. Том 2. стр. 1107.
67. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Терехин О.В., Милосердов А.С. Многолучевая антенная решетка системы спутниковой связи. Патент на изобретение №2509399 от 05.07.2012 г.