

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки  
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ им. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА  
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК  
Фрязинский филиал

На правах рукописи



**ТЕЛЕГИН Сергей Александрович**

**ГЕНЕРАЦИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ  
МНОГОЭЛЕМЕНТНЫМИ АКТИВНЫМИ ИНТЕГРИРОВАННЫМИ  
АНТЕННАМИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ**

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:  
доктор физико-математических наук  
профессор  
В. Е. Любченко

Фрязино 2014

## Оглавление

Введение .....	4
Глава 1. Принципы построения и характеристики активных интегрированных микрополосковых антенн и многоэлементных антенн-генераторов (обзор литературы) .....	12
1.1 Основные характеристики микрополосковых активных интегрированных антенн .....	12
1.1.1 Антенны-генераторы.....	14
1.1.2 Антенны-усилители .....	18
1.1.3 Преобразователи частоты.....	19
1.2 Квазиоптическое суммирование мощностей.....	22
1.3 Активные фазированные антенные решетки .....	29
1.4 Выводы .....	31
Глава 2. Активная логопериодическая микрополосковая антенна как генератор микроволнового излучения .....	32
2.1 Особенности активных антенн логопериодического типа .....	32
2.2 Моделирование логопериодической микрополосковой антенны методом пространственной матрицы передающих линий .....	34
2.2.1 Методика исследования.....	34
2.2.2 Варианты конструкции микрополосковых антенн .....	36
2.2.3 Частотные и направленные свойства антенн .....	38
2.2.4 Распределение поля в ближней зоне ЛПА.....	42
2.3 Характеристики логопериодической антенны-генератора на полевом транзисторе .....	43
2.3.1 Условия возбуждения и стабильность .....	44
2.3.2 Характеристики генерации излучения в СВЧ диапазоне.....	47

2.3.3 Анализ параметров единичного излучателя в рамках модели Ван-дер-Поля .....	51
2.3.4 Экспериментальное исследование условий синхронизации активной ЛПА .....	57
2.4 Выводы .....	60
Глава 3. Синхронизация антенн-генераторов в матричных структурах .....	62
3.1 Взаимодействие элементов при взаимной синхронизации антенн-генераторов .....	62
3.1.1 Система из двух активных антенн .....	62
3.1.2 Синхронизация в линейной матрице антенн-генераторов .....	67
3.1.3 Обобщение на случай двумерной матрицы .....	69
3.2 Воздействие внешнего синхросигнала .....	70
3.3 Анализ параметров взаимной связи .....	77
3.4 Выводы .....	83
Глава 4. Возможности повышения эффективности многоэлементных антенн-генераторов и их применения в качестве источников микроволнового излучения .....	85
4.1 Синхронизация в резонаторе с полупрозрачным диэлектрическим зеркалом .....	85
4.2 Интеграция активных антенных структур с планарными волноводами .....	90
4.3 Перспективы использования активных микрополосковых антенн в миллиметровом диапазоне волн .....	98
4.4 Выводы .....	101
Заключение .....	103
Список литературы .....	105

## Введение

**Актуальность проблемы.** В связи с растущим распространением радиотехнических систем микроволнового (СВЧ) диапазона волн одним из наиболее актуальных является вопрос создания компактных твердотельных источников излучения. Классические схемы, состоящие из источника электромагнитных колебаний, усилительного каскада и антенны, с повышением рабочей частоты становятся все менее эффективными из-за потери мощности в передающих линиях. В то же время на частотах порядка 10 ГГц и выше становится возможным использование малогабаритных антенн и привлекательным является подход, при котором на диэлектрической подложке конструктивно объединяются активный полупроводниковый элемент и микрополосковая антенна. Данное устройство обозначают термином микрополосковая активная интегрированная антенна.

В настоящей работе на примере микрополосковой логопериодической антенны, интегрированной с полевым транзистором, рассматриваются проблемы генерации микроволнового излучения и взаимодействия элементов в источниках излучения, выполненных в виде многоэлементных антенных решеток (матриц), в диапазоне частот 7 – 23 ГГц.

Первые работы, описывающие данный тип антенн появились в 60-х – 70-х годах прошлого века [1-6], хотя сама идея интеграции антенны с генератором известна еще с конца 1920-х годов. Потенциальными преимуществами таких антенн являются малые размеры и масса, технологичность процесса изготовления, а также низкая себестоимость. Привлекательной представляется также возможность построения многоэлементных конструкций для увеличения мощности излучения, повышения коэффициента направленного действия и электронного управления лучом.

Активный элемент в данной конструкции может быть одним из 2-х типов полупроводниковых приборов:

- двухэлектродный (диод Ганна, ЛПД, туннельный диод и т. п.);
- трехэлектродный (биполярный или полевой транзистор).

Пассивной антенной служат как частотно-селективные микрополосковые антенны, так и антенны, относящиеся к классу широкополосных (т.н. «галстук-бабочка», логопериодическая, спиральная и т. п.).

Важнейшим вопросом при проектировании и исследовании активных антенн (антенн-генераторов, АГ) является определение условий устойчивой генерации на необходимой частоте или в полосе частот. Геометрические размеры антенны в данном случае являются лишь одним из параметров, определяющих спектр генерации.

Основные методы, используемые для описания активных интегрированных антенн, заключаются в построении упрощенных эквивалентных моделей генератора, позволяющих теоретически получать заданные параметры генерации, и применении компьютерного моделирования для получения спектральных характеристик и диаграмм направленности.

Во многих трудах исследователи указывают на несоответствие параметров реальных антенн расчетным. Особенно усложняется ситуация в случае матричных конструкций. Поэтому даже в самом простом случае одномерной матрицы постановка задачи требует проведения довольно сложных расчетов и экспериментальных исследований с учетом многих физических факторов, таких как:

- геометрические размеры и материал подложки;
- характеристика нелинейного элемента;
- паразитная реактивная составляющая контактов с активным элементом;
- возбуждение поверхностных волн в диэлектрике;
- многомодовое взаимодействие между элементами.

**Цель работы.** Целью настоящей работы являлась оптимизация конструкций микрополосковых активных интегрированных антенн и многоэлементных матриц для создания маломощных источников СВЧ излучения. Для достижения

поставленной цели в процессе выполнения работы были решены следующие задачи:

- компьютерное моделирование микрополосковой антенны, обеспечивающей работу АГ с установкой частоты в диапазоне 7-23 ГГц, как в одночастотном, так и в многочастотном режиме;
- исследование особенностей работы транзисторов в качестве активных элементов, возможности повышения к.п.д. генерации и мощности суммарного сигнала антенн-генераторов в матрице;
- определение необходимых условий для синхронизации матрицы антенн-генераторов с помощью внешнего источника СВЧ излучения, а также путем взаимодействия их через волны в пространстве излучения и волны в общей диэлектрической подложке;
- исследование способов вывода излучения, полученного с помощью активных интегрированных антенн в диэлектрический и полый металлический волноводы.

#### **Научная новизна.**

- Для микрополосковых активных антенн логопериодического типа предложенная модель для проведения компьютерной симуляции позволила при помощи 3D-TLM метода рассчитать основные параметры генерируемого антенной излучения.
- Получено распределение плотности электромагнитной энергии в области ближнего поля излучения микрополосковой логопериодической антенны. Расчеты проводились для типовых рабочих частот активных антенн.
- Для случая многоэлементных антенных решеток из активных антенн логопериодического типа определены условия взаимной и внешней синхронизации, а также влияние полупрозрачного диэлектрического зеркала на параметры генерируемого излучения.

- Осуществлена интеграция линейной матрицы из активных логопериодических антенн с диэлектрическим волноводом, встроенным в подложку.

Указанные результаты получены впервые.

### **Практическая ценность работы.**

- В процессе исследований созданы образцы активных интегрированных антенн и многоэлементных матриц, которые могут быть применены в качестве компактных источников излучения в коротковолновой части сантиметрового и миллиметровом диапазонах волн.
- Показано, что излучение, сформированное многоэлементной матрицей активных антенн логопериодического типа, может быть эффективно отведено как в свободное пространство, так и через диэлектрический или полый металлический волновод.

### **Основные положения, выносимые автором на защиту.**

- Многорезонаторная структура микрополосковой антенны логопериодического типа, обеспечивающая высокую добротность в широкой полосе частот, является предпочтительной конструкцией для создания активных антенн (антенн-генераторов) СВЧ диапазона с использованием полевых транзисторов.
- В условиях взаимной и внешней синхронизации излучателей в матрице АГ на полевых транзисторах возможно осуществлять суммирование сигналов в пространстве с повышением результирующей мощности, а также сужение диаграммы направленности излучения.
- Использование полупрозрачного диэлектрического зеркала позволяет существенно расширить полосу взаимной синхронизации АГ в матрице активных антенн и обеспечить эффективное суммирование мощности излучения отдельных АГ.
- Предложенная конструкция генератора на основе матрицы логопериодических активных антенн позволяет осуществлять вывод

излучения, как в свободное пространство, так и в диэлектрический и полый металлический волноводы.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения и списка литературы. В работе приводится 56 рисунков и 2 таблицы. Библиография содержит 124 наименования. Общий объем работы составляет 116 машинописных страниц.

В **первой главе** обсуждаются преимущества и недостатки существующих конструкций микрополосковых интегрированных антенн, а также области их применения. Приводится классификация активных интегрированных микрополосковых антенн и их типовые характеристики.

Во **второй главе** подробно исследуются характеристики микроволнового излучения, генерируемого микрополосковой логопериодической антенной, а также изучаются условия генерации при ее объединении с активным элементом. В рамках модели генератора Ван-дер-Поля проводится анализ условий синхронизации активной интегрированной логопериодической антенны при воздействии внешнего гармонического сигнала. Теоретические оценки параметров антенн-генераторов подтверждаются результатами компьютерного моделирования с применением метода пространственной матрицы передающих линий и экспериментальными исследованиями.

В **третьей главе** исследуются 3 основных аспекта условий синхронизации элементарных излучателей в матрицах активных антенн, имеющие ключевое значение при проектировании многоэлементных активных антенн-генераторов:

- взаимная синхронизация одно- и двумерных матриц активных антенн;
- внешняя синхронизация;
- влияние параметров взаимной связи.

Результаты моделирования и экспериментальных исследований, проведенные во второй главе, показывают преимущества активной логопериодической антенны перед другими распространенными типами антенн в применении к поставленной задаче, вследствие этого полученную конструкцию наиболее целесообразно использовать для построения матрицы антенн-



излучателей. Производится расчет и апробация конструкции матриц из микрополосковых антенны, обеспечивающих работу в диапазоне частот 7-23 ГГц в одночастотном и многочастотном режимах. Исследуются случаи взаимной и внешней синхронизации элементов матриц АГ.

**В четвертой главе** обсуждаются конструкции генератора на основе матрицы антенн-излучателей, позволяющие улучшить условия взаимной синхронизации передающих элементов. Также исследуются возможности эффективного вывода излучения в свободное пространство и волновод, интегрированный в подложку. Особое внимание уделено перспективам применения микрополосковых интегрированных антенн-генераторов в системах миллиметрового диапазона.

**В заключении** приведены основные результаты работы.

#### **Апробация работы.**

Результаты работы докладывались на международной конференции “The 6th ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications AND The 4th Global Symposium on Millimeter Waves GSMM2011”, (Espoo, Finland, 2011), на международной конференции “XXX URSI GA Scientific Symposium”, (Istanbul, Turkey, 2011), на 21-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, Украина, 2012), на 9-м Всероссийском семинаре по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн (Нижний Новгород, 2013) и на конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП «ИСТОК», «СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА. 70 ЛЕТ РАЗВИТИЯ» (Фрязино, 2013).

**Результаты диссертации опубликованы в следующих основных работах:**

1. Любченко В. Е., Телегин С. А., Юневич Е. О., “Моделирование логопериодической печатной антенны методом пространственной матрицы передающих линий,” Радиотехника, 2013, № 4, с. 82-86.
2. Любченко, В. Е., Юневич, Е. О., Калинин, В. И., Котов, В. Д., Радченко, Д. Е., Телегин, С. А., “Генерация микроволнового излучения активными антеннами на полевых транзисторах в условиях синхронизации внешним

- сигналом,” Радиотехника и электроника, 2013, том 58, № 10, с. 1044-1047.
3. Любченко, В. Е., Юневич, Е. О., Калинин, В. И., Котов, В. Д., Радченко, Д. Е., Телегин, С. А, “ Генерация микроволнового излучения активными антеннами на полевых транзисторах в квазиоптическом резонаторе,” Радиотехника и электроника, 2013, том 58, № 12, с. 1192-1196.
  4. Любченко, В. Е., Юневич, Е. О., Калинин, В. И., Котов, В. Д., Радченко, Д. Е., Телегин, С. А, “Генерация микроволнового излучения активными антеннами на полевых транзисторах в квазиоптическом резонаторе,” Электронная техника. Серия 1 «СВЧ-техника», 2013, вып. 4(519), с. 120-124.
  5. Любченко, В. Е., Юневич, Е. О., Калинин, В. И., Котов, В. Д., Радченко, Д. Е., Телегин, С. А, “ Генерация микроволнового излучения активными антеннами на полевых транзисторах в условиях синхронизации внешним сигналом,” Электронная техника. Серия 1 «СВЧ-техника», 2013, вып. 4(519), с. 124-129.
  6. V. E. Lyubchenko, E. O. Yunevich, V. I. Kalinin, V. D. Kotov, D. E. Radchenko, S. A. Telegin., Active Integrated Antennas and Arrays with Field-Effect Transistors, Telecommunication Sciences” Ed. Tech. Univ. Kiiiv, 2012, v.3, N1, pp.55-60.
  7. Любченко В. Е., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С. А, Юневич Е. О., ”Логопериодическая активная антенна, интегрированная с волноводом на диэлектрической подложке,” Известия академии инженерных наук им. А.М. Прохорова, 2014, № 3, с. 48-53.

Всего по результатам работы опубликовано более 10 статей и докладов на конференциях.

#### **Личный вклад автора.**

- Созданы трехмерные компьютерные модели микрополосковых активных антенн логопериодического типа и проведены эксперименты по

компьютерному моделированию и расчету параметров антенн, в том числе распределения плотности электромагнитной энергии излучения.

- Проведен теоретический анализ условий синхронизации элементов матриц логопериодических АГ.
- Разработан специальный перестраиваемый источник питания, обеспечивающий независимое питание элементов матриц антенн-генераторов.
- Совместно с Юневичем Е. О. и Радченко Д. Е. проведены экспериментальные исследования по синхронизации антенн-генераторов и анализ полученных результатов.
- Созданы трехмерные компьютерные модели активных антенн, интегрированных с волноводом на подложке, проведено компьютерное моделирование и расчет параметров антенн.
- Созданы образцы активных антенн, интегрированных с волноводом на диэлектрической подложке, проведены экспериментальные исследования по выводу излучения АГ в диэлектрический и полый металлический волноводы.

# **Глава 1. Принципы построения и характеристики активных интегрированных микрополосковых антенн и многоэлементных антенн-генераторов (обзор литературы)**

В данной главе приводится обобщенное описание различных типов активных интегрированных антенн, а также основные теоретические и экспериментальные результаты исследований, известные из литературы.

## **1.1 Основные характеристики микрополосковых активных интегрированных антенн**

Параметры микрополосковых интегрированных антенн определяются как формой и материалом излучающего элемента, так и свойствами активного элемента. Для вывода излучения через диэлектрик часто используются конструкции, состоящие из диэлектрической линзы, на плоской поверхности которой располагаются металлическая пленка пассивной антенны и интегрированный активный элемент (рис. 1.1а). Альтернативой является вывод излучения в свободное пространство без использования линзы. Типовая конструкция представляет собой планарную антенну, которая, как правило, наносится печатным образом на диэлектрическое основание (подложку). Она состоит из трех слоев: сверху – проводящая (металлическая) пленка требуемой конфигурации, снизу – слой сплошной металлизации и диэлектрик между ними (рис. 1.1б). Излучающая пленка, обычно, по размерам сравнима с длиной волны, а размеры диэлектрического основания несколько больше. В качестве диэлектрика используются широко распространенные материалы, применяемые для высокочастотных печатных плат, например, ФЛАН, ламинаты компании Rogers Corp., высокочастотная керамика и другие. На металлизированной

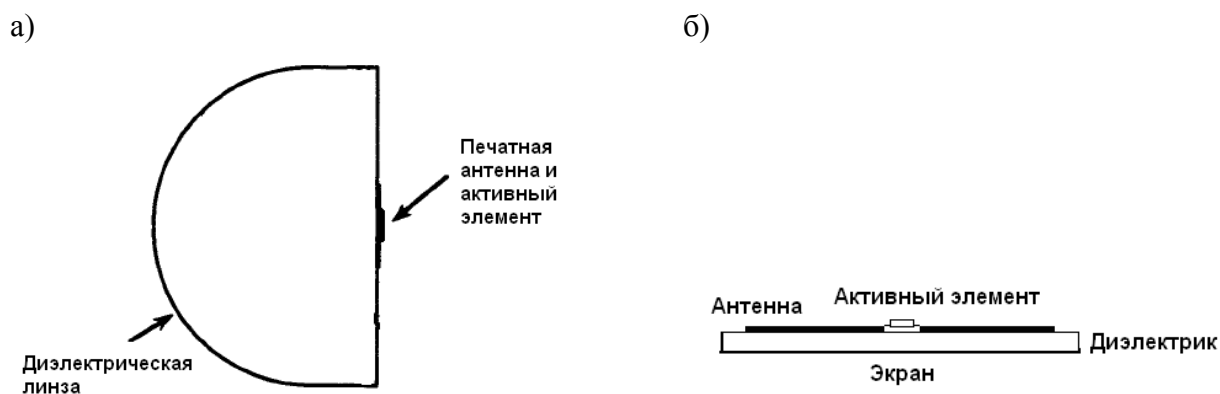


Рисунок 1.1. а) Вывод излучения через диэлектрическую линзу; б) Планарная конструкция активной антенны.

диэлектрической пластине может располагаться несколько излучателей, образуя матрицу или регулярную решетку.

Основное формирование диаграммы направленности (ДН) излучения микрополосковых антенн происходит областью металлизации над диэлектриком. Для практических приложений необходимы как антенны с ДН, близкой к круговой, так и узконаправленные антенны с КНД $>10$ . Антенна может иметь различную форму. Широко применяются прямоугольная и круглая формы. Различные геометрии антенн используются для того, чтобы получить необходимое значение различных параметров, например, входной импеданс и поляризацию.

Частота работы активной антенны определяется не только геометрией антенны, но и характеристиками активного нелинейного элемента. Существуют антенны, предназначенные для работы на одной резонансной частоте, а также и антенны, работающие в двух- или многочастотном режиме. Ввиду малых размеров, для области миллиметровых волн микрополосковые антенны являются наиболее предпочтительным видом излучающего элемента и используются в диапазоне частот от 10 ГГц до 1ТГц и выше [7].

Мощность, генерируемая единичным твердотельным активным элементом в диапазоне СВЧ, как правило, составляет несколько милливатт, хотя известны примеры приборов с мощностью в несколько ватт [8]. Как известно [9], при росте рабочей частоты мощность полупроводниковых генераторов убывает

пропорционально частоте, а свыше 100ГГц – еще более резко. При этом важными факторами, ограничивающими мощность, являются эффективность отвода тепла от активного элемента и коэффициент полезного действия. Для антенн на диодах Ганна типичным является КПД порядка 1-2%, а для гетероструктурных полевых GaAs транзисторов типовой КПД составляет 15-25%, рабочие частоты могут достигать 1 ТГц [10].

Одним из наиболее важных вопросов при проектировании активных интегрированных антенн является согласование импедансов пассивного излучающего элемента и активного полупроводникового прибора в необходимой полосе частот. Для большинства геометрий микрополосковых антенн в литературе приводится теоретически рассчитанное входное сопротивление антенны [11]. В случае нестандартной геометрии целесообразно пользоваться результатами вычислений, получаемыми в процессе компьютерного моделирования.

Активные интегрированные антенны могут быть разделены на категории по нескольким признакам [12]. В зависимости от назначения они разделяются на приемные и передающие, хотя также существуют некоторые смешанные типы – ретрансляторы, транспондеры и т. д. Выделяют три основные группы: антенны-генераторы, усилители и преобразователи частоты. Антенны разных типов могут быть объединены в монолитный модуль, выполняющий несколько функций.

### 1.1.1 Антенны-генераторы

Данные устройства состоят из активного элемента, соединенного с пассивной антенной, излучающей в свободное пространство. Их также называют квазиоптическими генераторами. Как уже было сказано, в качестве активного элемента могут использоваться как двухэлектродные (диоды), так и трехэлектродные полупроводниковые приборы (транзисторы). Первые работы по созданию антенн-генераторов велись на базе двухэлектродных приборов [13-17].

Данный тип приборов подходит для использования в устройствах миллиметрового диапазона, однако их недостатком является низкий КПД (единицы процентов). Транзисторы обладают более высоким КПД, и в последнее время технологии НВТ и НЕМТ показали хорошие результаты на миллиметровых длинах волн [18,19]. В связи с этим в последнее время основной интерес стал уделяться именно антеннам-генераторам с транзисторами в качестве активного элемента [20-23].

В качестве пассивного излучающего элемента обычно используются резонансные микрополосковые структуры. Это может быть микрополосковая линия, щелевая микрополосковая антенна, прямоугольная или круглая микрополосковые (patch) антенны и т. п.

В примере на рис. 1.2 представлена конструкция прямоугольной микрополосковой антенны, интегрированной с диодом Ганна на диэлектрической

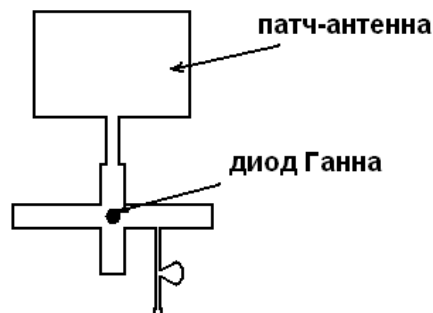


Рисунок 1.2. Прямоугольная активная антенна на диоде Ганна [24].

подложке из материала RT/Duroid [24], работающая на частоте 12,45 ГГц.

Авторы [25] интегрировали щелевую антенну на Duroid 5880 с полевым транзистором (рис. 1.3). Для улучшения направленных свойств антенны в данной конструкции была добавлена полость в отражающем материале. АГ работала на частоте 10.27 ГГц и генерировала мощность порядка 7 мВт.

Для улучшения характеристик излучаемого сигнала возможна установка нескольких активных элементов на одной пассивной антенне (рис. 1.4) [26]. Присутствие дополнительного активного элемента, интегрированного с

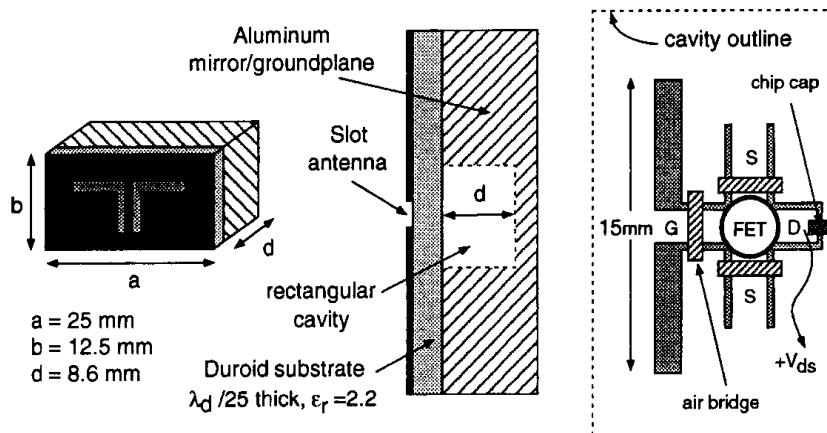


Рисунок 1.3. Антенна с дополнительной полостью в диэлектрике [25].

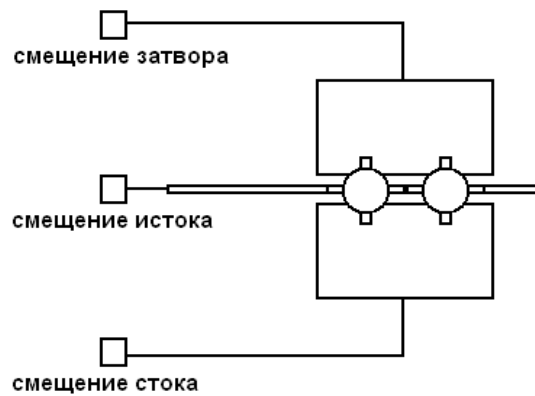


Рисунок 1.4. Антенна с двумя активными элементами [26].

прямоугольной микрополосковой антенной, позволило добиться увеличения генерируемой мощности антенны-генератора и более низкого уровня кросс-поляризации по сравнению с одним активным элементом.

Особое место занимают АГ с так называемыми частотно независимым пассивными антеннами [27]. Данный класс антенн характеризуется тем, что их размеры, выраженные в длинах волн, остаются постоянными для любой частоты. К частотно независимым антеннам относятся галстук-бабочка, спиральная и логопериодическая антенны [28].

В работе [29] исследованы свойства АГ, в которой НЕМТ транзистор интегрирован с антенной в форме бабочки на подложке RT/Duroid 5870 (рис. 1.5).



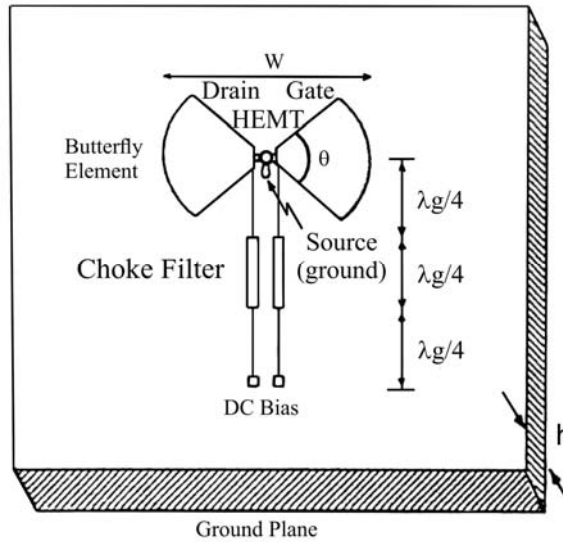


Рисунок 1.5. Активная антенна в форме “бабочки” [29].

Авторами изучена возможность перестройки частоты и мощности АГ в зависимости от размеров пассивной антенны, а также толщины диэлектрика.

Идеальной геометрией служит бесконечный галстук-бабочка (рис. 1.6а). В реальности же ограничение длины плеч этой антенны приводит к тому, что токи отражаются от краев антенны, и это ограничивает полосу частот, в которой

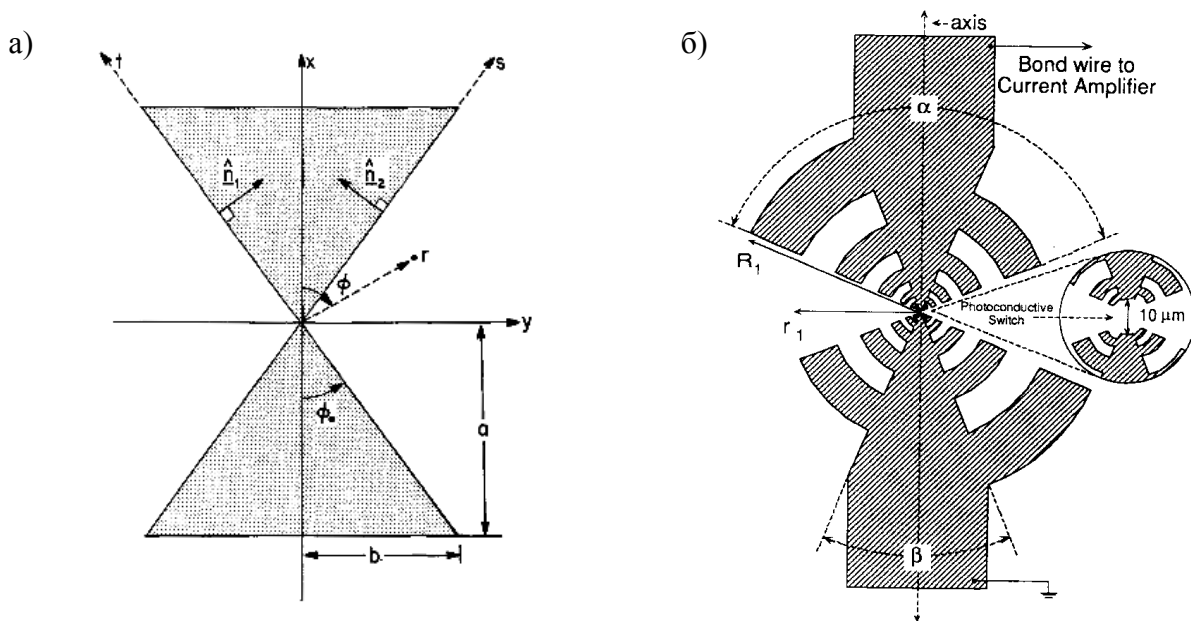


Рисунок 1.6. а) Антенна “Галстук-бабочка”; б) Микроросковая логопериодическая антенна [30].

антенна является частотно независимой.

Спектральные характеристики микрополосковой логопериодической антенны (рис. 1.6б) частично изучены авторами [30] в диапазоне частот 10-300 ГГц. Результаты показывают, что антенна не является частотно независимой в полном смысле слова, а обладает ярко выраженными резонансами на частотах, длина волны которых кратна длинам зубцов антенны.

### 1.1.2 Антенны-усилители

Класс активных интегрированных антенн-усилителей объединяет двухпортовый активный элемент и пассивную антенну на одном из портов. Если антенна расположена на входном порту активного элемента, то интегрированная антенна работает как приемник [31-33]. Ключевым вопросом здесь является уменьшение шумов при приеме сигнала [34]. В случае если антенна расположена на выходном порту активного элемента, то интегрированная антенна работает как передатчик [33,35]. Если же антенны расположены на обоих портах активного элемента, то схема становится квазиоптическим усилителем, который принимает и передает с усилением сигнал в пространство [36]. Реализация усилителей напрямую в структуре пассивной антенны увеличивает коэффициент усиления антенны и улучшает ее шумовые характеристики.

В работе [37] предложена конструкция активной интегрированной антенны-усилителя с круглой микрополосковой антенной, работающая на частоте около 60 ГГц (рис. 1.7). В качестве активного элемента использовано сразу 3 транзистора, что позволило авторам получить более высокий коэффициент усиления.

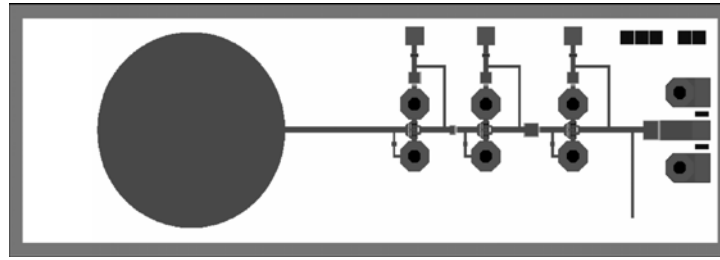


Рисунок 1.7. Усилитель на основе круглой микрополосковой антенны [37].

### 1.1.3 Преобразователи частоты

Большинство работ по данной тематике посвящено активным интегрированным антеннам в применении к квазиоптическим смесителям [38-46] и устройствам умножения частоты [47,48]. Данные устройства состоят из приемной антенны и диода и работают в качестве приемного тракта. Задающий генератор может быть реализован на той же самой подложке или размещен отдельно, и взаимодействовать со смесителем через свободное пространство. В [38] рассмотрен квазиоптический смеситель на частоте 100-120 ГГц для замены классического волноводного смесителя. Также возможна реализация смесителя-автогенератора на основе нелинейных свойств самого генерирующего прибора, позволяющих сделать преобразование частоты [41,49].

В диапазоне миллиметровых длин волн достаточно сложно получить автогенератор с мощностью, достаточной для работы смесителя, поэтому в таких случаях предпочтительно использовать субгармонические смесители, которые могут работать на автогенераторах с частотой вдвое меньше, чем необходимо для смесителя [40]. Такие системы могут использоваться для создания компактных недорогих бесконтактных устройств идентификации [46]. Авторы данной работы предложили макет бесконтактного транспондера для идентификации, который получает сигнал на частоте 6 ГГц и использует его в качестве задающего генератора. Далее устройство отвечает на частоте около 12 ГГц модулированным

сигналом. В качестве приемопередающей антенны используется микрополосковая антенна в форме галстука-бабочки.

Еще один пример недорогого компактного транспондера с удвоением частоты рассмотрен в [50]. На рис. 1.8 изображена схема устройства, в котором

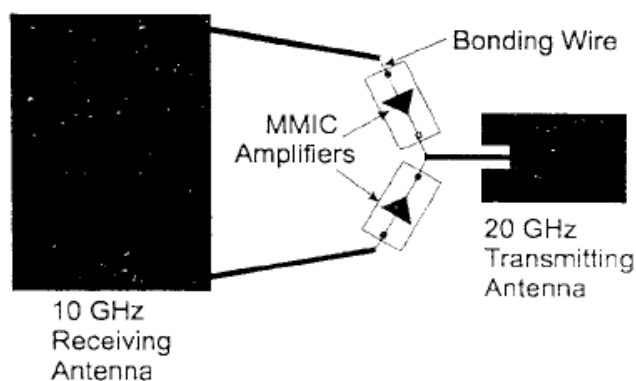


Рисунок 1.8. Транспондер с удвоением частоты [50].

приемная микрополосковая антенна делит принимаемый сигнал пополам и сдвигает один из сигналов на  $180^\circ$  относительно другого. Это позволяет избежать необходимости в фазосдвигателе и делителе мощности между активным элементом и приемной антенной. Используя 2 усилителя в виде интегральных схем, было получено эффективное преобразование частоты с усилением в 6 дБ.

Используя логопериодическую микрополосковую антенну и диодную пару, была предложена конструкция широкополосного субгармонического смесителя [51]. Вследствие самодополнительной формы логопериодической антенны ее усилительные свойства являются одинаковыми для частот, отстоящих друг от друга на несколько октав. Логопериодическая антенна, интегрированная с диодной парой, была помещена на подложку из кремния ( $\epsilon=11.7$ ), рис. 1.9. С другой стороны к подложке прикреплялась полусферическая линза из кремния, рассчитанная исходя из результатов работы [52]. В результате экспериментов была успешно продемонстрирована возможность удвоения частоты на 90 ГГц и 180 ГГц. Полученные результаты по своим параметрам оказались в 2 раза

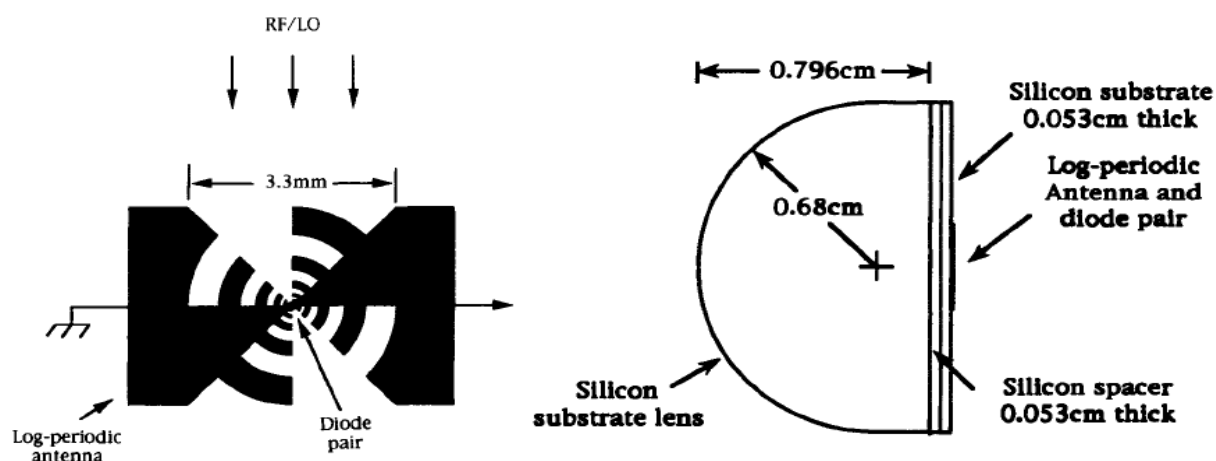


Рисунок 1.9. Конструкция субгармонического смесителя [51].

превосходящими существующие на тот момент волноводные смесители. Применяя различные дихроичные пластины, можно было получить частоты работы антенны в пределах от 80 ГГц до 200 ГГц.

Рассмотренные выше три класса активных интегрированных антенн охватывают большинство применений, хотя и не являются исчерпывающими. Так, например, антенна-автогенератор может быть модифицирована для использования также и в приемном режиме, формируя таким образом приемопередатчик [53,54]. В этих схемах полевой транзистор выполняет двойную функцию, работая как источник для передаваемого сигнала, и как автогенерирующий смеситель для приемного сигнала.

Авторами [55] предложена схема приемопередатчика, подходящего для двунаправленных систем связи, и использующая кольцевую микрополосковую антенну в качестве пассивного элемента. Полевой транзистор в данной схеме генерирует несущую частоту передатчика, которая также используется в качестве опорного генератора для преобразования приемных сигналов с помощью диодного смесителя, интегрированного с антенной. Приемная поляризация перпендикулярна передающей для разделения опорной и передаваемой частот. Одна из антенн повернута относительно другой на  $90^\circ$  для получения двунаправленной системы. Авторами продемонстрирована двунаправленная

система с предсказанной максимальной дальностью в 4.8 км в случае несущей частоты порядка 6 ГГц и полосы канала равной 6 МГц.

## 1.2 Квазиоптическое суммирование мощностей

Как правило, единичный твердотельный активный элемент может предоставить мощность порядка нескольких милливольт, а в случае систем, для которых требуется более высокая мощность излучения, единичные активные антенны необходимо объединять в линейки и матрицы антенн, обеспечивая суммирование мощностей нескольких твердотельных источников колебаний. Известны работы, в которых авторы получали мощность 10 Ватт и более [56]. Преимуществом данного подхода перед волноводными системами является отсутствие потерь в волноводных трактах. Суммирование мощностей в матрице активных антенн обычно осуществляется следующими способами: в свободном пространстве, в объемном резонаторе, в диэлектрической подложке. Используя одномерный или двумерный ансамбль из активных антенн, возможно создание радиоэлектронных модулей со сканирующим лучом. При этом, для управления диаграммой направленности применяются как классические фазовращающие схемы [18], так и инновационные подходы, использующие физические свойства самих антенн [57].

В большинстве приложений необходимо, чтобы матрица из антенн работала на одной заданной частоте генерации. Данное условие может быть обеспечено применением различных схем синхронизации [58,59]. Чем больше антенн образует матрицу, тем сложнее становится схема взаимодействия между элементарными излучателями, что в частности ограничивает практическую реализацию многоэлементных активных интегрированных антенн.

К матрицам из активных интегрированных антенн, как и к активным решеткам применимы законы квазиоптики, основанные на Гауссовских волновых пучках [60]. В случае матриц из активных антенн основные работы посвящены

антеннам-генераторам, и в этой области получены определенные результаты [61,62-73].

В большинстве рассматриваемых сумматоров мощности, построенных на основе квазиоптических принципов, размещение активных элементов имеет вид некоторой решетки. В больших решетках, представляющих собой распределенные системы, каждый элементарный осциллятор будет работать в свободном режиме со случайной фазой относительно других осцилляторов. Основная сложность данного направления заключается в том, чтобы синхронизировать множество автогенераторов, как по частоте, так и по фазе. Также сложными являются вопросы стабильности генерируемой частоты с учетом зависимости от температуры и времени.

Существует несколько путей синхронизировать связанные осцилляторы. Антенны-генераторы могут быть синхронизированы в открытом резонаторе (ОР), с помощью воздействия внешнего сигнала или посредством механизма взаимной синхронизации.

В открытом резонаторе резонансный объем и обратная связь синхронизации частоты и фазы каждого элемента распределенной активной решетки из активных элементов формируется зеркалами резонатора. Этот способ фазирования элементов в сумматоре мощности был наиболее распространен на начальной стадии исследования и получил дальнейшее развитие и усовершенствование [74]. Основные работы были посвящены синхронизации активных элементов без интеграции их с пассивными микрополосковыми антеннами, однако также значительное число работ посвящено суммированию мощностей диодов Ганна в ОР с использованием активных ячеек на основе микрополосковой технологии [75-77].

Суммирование мощности до десятка активных элементов осуществлено многими авторами с использованием традиционного ОР и традиционных методов согласования импедансов активных элементов и колебательной системы [78-80]. Совершенствовалась конструкция и улучшались характеристики сумматоров мощности, в которых диоды установлены в прозрачной решетке из

прямоугольных брусков [81-83]. В [84] описан сумматор, работающий на второй гармонике.

Эксперименты по синхронизации активных интегрированных антенн внешним полем, падающим в направлении плоскости антенны, были проведены в работе [85]. Исследовалась внешняя синхронизация как одиночной, так и сдвоенных антенн, состоящих из диода Ганна и прямоугольной микрополосковой антенны (рис. 1.10а). Также изучена возможность взаимной синхронизации без участия внешней силы.

Пример внешне синхронизированной матрицы антенн-автогенераторов размерности  $4 \times 4$  для суммирования мощностей рассмотрен в [64]. Полевые транзисторы, интегрированные с прямоугольными микрополосковыми антеннами, синхронизированы внешним сигналом по фазе и частоте. Особенностью схемы является то, что внешний синхросигнал подается индивидуально на каждый из 16-ти осцилляторов с помощью делителя Вилкинсона (рис. 1.10б). Суммирование мощностей происходит в пространстве в направлении, перпендикулярном плоскости антенны.

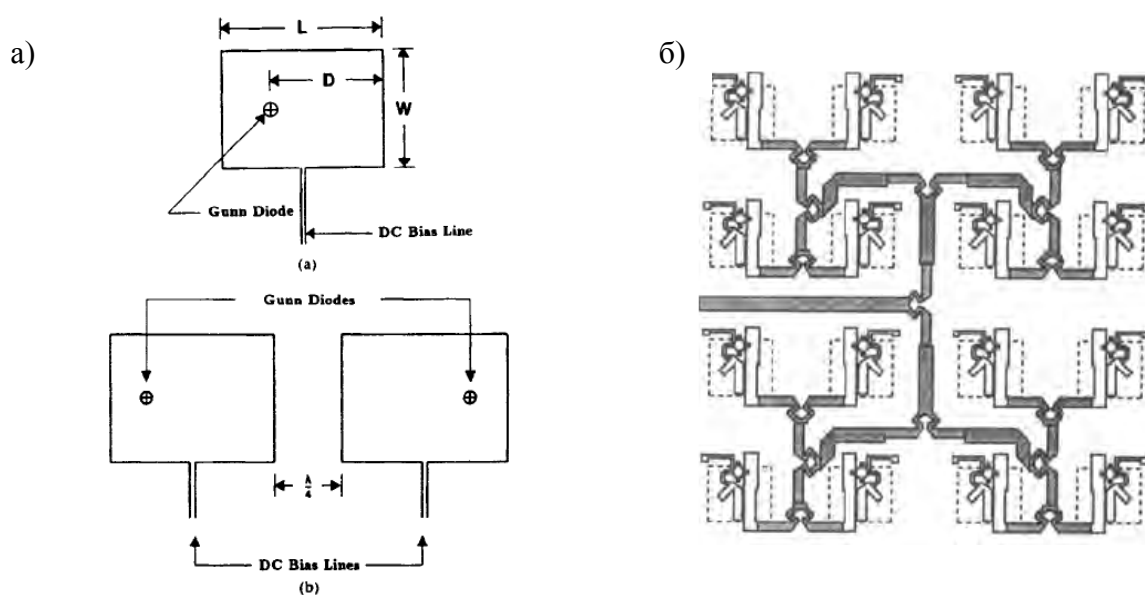


Рисунок 1.10. а) Синхронизация прямоугольных антенн на диодах Ганна путем взаимодействия в пространстве излучения [85]; б) Синхронизация антенн-генераторов по схеме Вилкинсона [64].



Синхронизация матриц активных интегрированных антенн с успехом применяется в усилителях сигналов. Помещая матрицу из 9-ти прямоугольных антенн, интегрированных с НЕМТ транзисторами между передающей и приемной антеннами [86], было получено пространственное суммирование мощностей от индивидуальных источников. Усиливаемый сигнал в данном случае является синхронизирующим. Полученный коэффициент усиления для узкополосного усилителя (ширина полосы около 400 МГц) равен примерно 7,4 дБ, а в случае широкополосного усилителя (полоса 1 ГГц) – 6,5 дБ. В данной работе также исследован двухступенчатый усилитель, состоящий из двух матриц активных антенн. Рассмотрены случаи расположения матриц как в дальней зоне друг от друга, так и в ближней. Показано, что в случае расположения матриц на небольшом расстоянии друг от друга (ближняя зона) могут быть достигнуты результаты не хуже, чем в случае расположения матриц на расстоянии дальнего поля. Максимальный коэффициент усиления двухступенчатого усилителя зафиксирован на уровне около 13 дБ.

Многоходовой усилитель, интегрированный в традиционный волновод и работающий на частоте 44 ГГц, представлен в работе [87].

Примером параллельного расположения матриц активных антенн может послужить исследование [88]. Предложенная трехмерная конструкция, представленная на рис. 1.11, очень хороша с точки зрения отведения тепла, что является одной из ключевых проблем при создании многоэлементных устройств. Четыре параллельно расположенные матрицы из двух активных антенн интегрированы в прямоугольный волновод и дают усиление мощности в 9 дБ, а максимальная выходная мощность зафиксирована на уровне 2,4 Вт. Эффективность суммирования мощностей оценена авторами в 68%, а вариация усиления в полосе 8-12 ГГц составила всего 1 дБ.

Взаимная синхронизация может осуществляться через цепи синхронизации, а также поверхностной, либо пространственной волной. Преимуществом взаимно синхронизированных матриц автогенераторов является отсутствие внешнего источника синхронизации, что потенциально может уменьшить

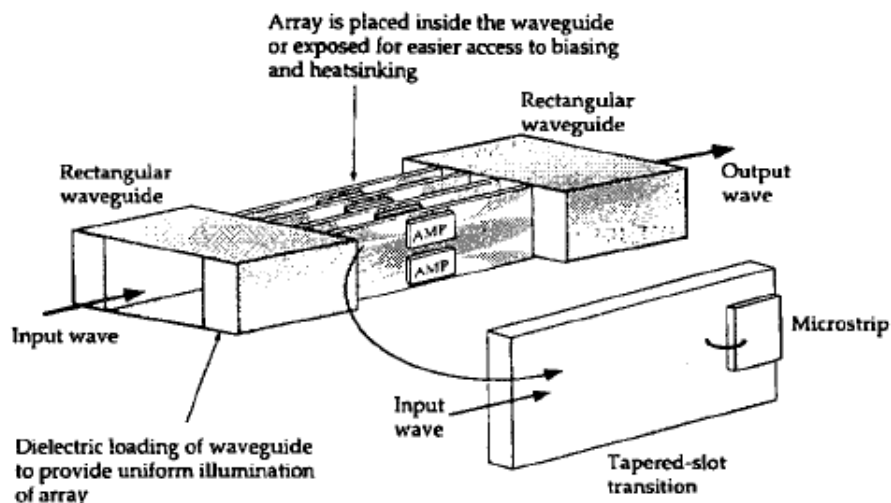


Рисунок 1.11. Суммирование мощностей при параллельном расположении элементов [88].

габариты и стоимость устройства. Существует два различных способа для взаимной синхронизации. Первый состоит в том, чтобы использовать слабую связь через волны, излучаемые в пространство, или возбуждение поверхностных волн в диэлектрике. Второй способ использует сильную связь отдельных источников между собой через соединительные линии. Примером суммирования мощностей с использованием слабой связи является матрица связанных осцилляторов, состоящая из полевых транзисторов, интегрированных с прямоугольными микрополосковыми антеннами [63] (рис. 1.12). Авторы исследовали как антенны с диодами Ганна, так и с полевыми транзисторами. В условиях эксперимента ширина полосы синхронизации для диодов Ганна

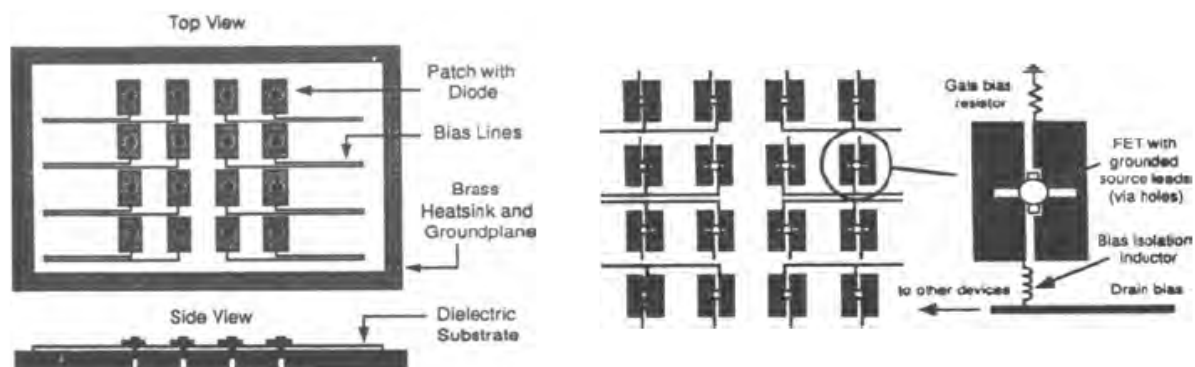


Рисунок 1.12. Синхронизация слабо связанных антенн-генераторов [63].

составила около 100 МГц, а в случае полевых транзисторов – около 400 МГц. Одним из способов повысить связанность системы является применение внешнего отражателя.

У матрицы слабосвязанных осцилляторов есть преимущество достаточно простой структуры цепей. Однако в случае связи через излучение нелегко контролировать параметры сигнала. С другой стороны сильная связь с помощью соединения через передающие линии может контролироваться структурой цепей связи. В качестве примера сильно связанных осцилляторов рассмотрим сумматор мощности второй гармоники, показанный на рис. 1.13 [65]. Схема разработана так, чтобы увеличивать выходную мощность второй гармоники. Это довольно хороший метод для получения большей мощности на высоких частотах, используя доступные активные компоненты, работающие на более низких частотах. Основная сложность в данном случае заключается в многомодовом возбуждении, с которым необходимо бороться.

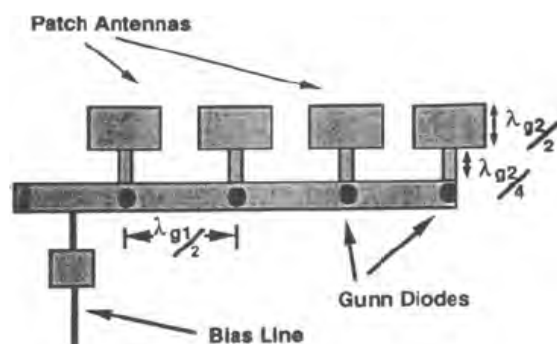


Рисунок 1.13. Использование сильной связи [65].

Исследование стабильных режимов связанных генераторов [89] показало, что в зависимости от выбора эквивалентной схемы единичного генератора (параллельной или последовательной) получают принципиально различные результаты моделирования матрицы из связанных антенн. В обоих случаях были получены частотные диапазоны стабильности для линейной матрицы из 3-х антенн.

Матрицы активных интегрированных антенн, реализованные в многослойной структуре являются современным направлением для практических применений [57,58,67]. Элементы пассивной антенны располагаются по одну сторону от заземленного металлического слоя, а активные цепи, которые включают осцилляторы, усилители и фазосдвигатели – по другую сторону от заземленной пластины (рис. 1.14). Связь между двумя слоями осуществляется через круглые отверстия в пластине земли. Апертурно-связанные схемы активных антенн призваны решить основные сложности, связанные с активными матрицами, использующими приемопередающие модули [85]. Первая задача заключается в изоляции входного и выходного сигналов и обеспечении стабильности параметров выходного сигнала матрицы. Вторая сложность – поддержание однонаправленного излучения и предотвращение побочного излучения от соединительных линий. Заземленный металлический слой разделяет излучающую поверхность от цепей питания, исключая возможность излучения паразитного сигнала источником. Вследствие хорошей изоляции между излучающей антенной и активным элементом данные составные части могут быть оптимизированы независимо друг от друга. Более того, поскольку использованы две диэлектрические подложки, то можно использовать подложку с низкой диэлектрической проницаемостью для антенны, чтобы повысить эффективность, и подложку с высокой диэлектрической проницаемостью (например, GaAs) для

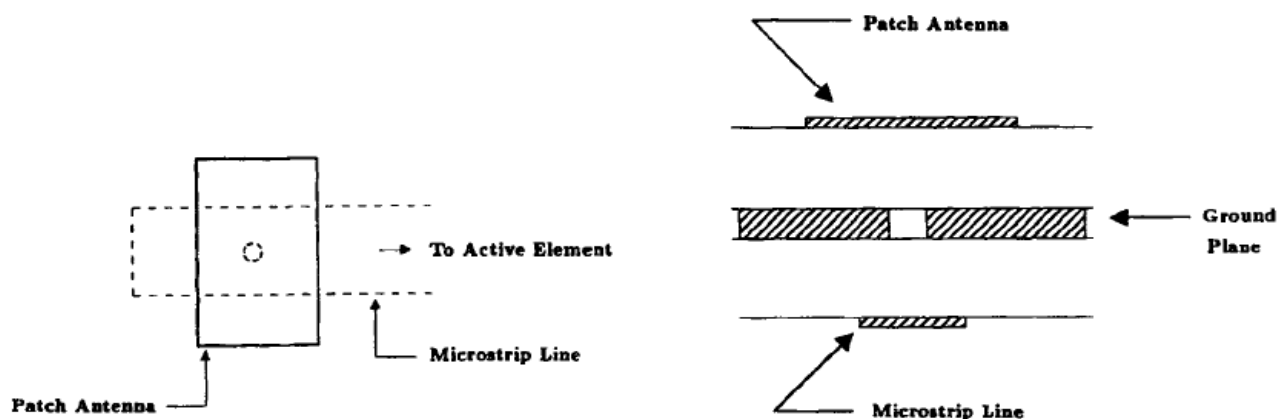


Рисунок 1.14. Многослойная конструкция антенны-генератора [57].

активных цепей. При этом активные элементы могут изготавливаться с применением монолитной технологии. Аналогичные работы проводились авторами [58], где исследовались свойства апертурно-связанных антенн с прямоугольными отверстиями в металлической разделительной пластине.

### 1.3 Активные фазированные антенные решетки

Матрицы из активных интегрированных антенн не ограничены только суммированием мощностей в нормальном направлении. Они также могут функционировать как фазированные решетки с помощью контроля фазовых отношений между элементами матрицы. Проектирование традиционных фазированных антенных решеток с использованием фазосдвигателей может быть напрямую перенесено на активные матрицы антенн для осуществления управления фазой. Таким способом была разработана фазированная матрица активных антенн, работающая на частоте 44 ГГц [19]. Усилители, фазосдвигатели и прямоугольные микрополосковые антенны интегрированы на подложке из InGaAs/GaAs размером 7x7 мм с использованием монолитной НЕМТ технологии.

Вместо использования фазосдвигателей в [90] для установки фазового сдвига был предложен метод, основанный на взаимной синхронизации. Используя данный метод, были получены активные матрицы со сканирующим лучом как со слабо связанными осцилляторами, так и с сильно связанными [91-93]. Немного перестраивая свободно-генерируемые частоты элементов, было получено постоянное поступательное изменение фазы (рис. 1.15). Этот достаточно несложный метод исключает использование фазосдвигателей и делает возможным непрерывное управление лучом. Для того чтобы увеличить полосу синхронизации и тем самым ослабить частотные ограничения, при проектировании предпочтительно использовать сильную связь между элементами [93]. Однако в этом случае, как уже упоминалось выше, необходимо рассматривать эффекты многомодового возбуждения многоэлементных матриц.

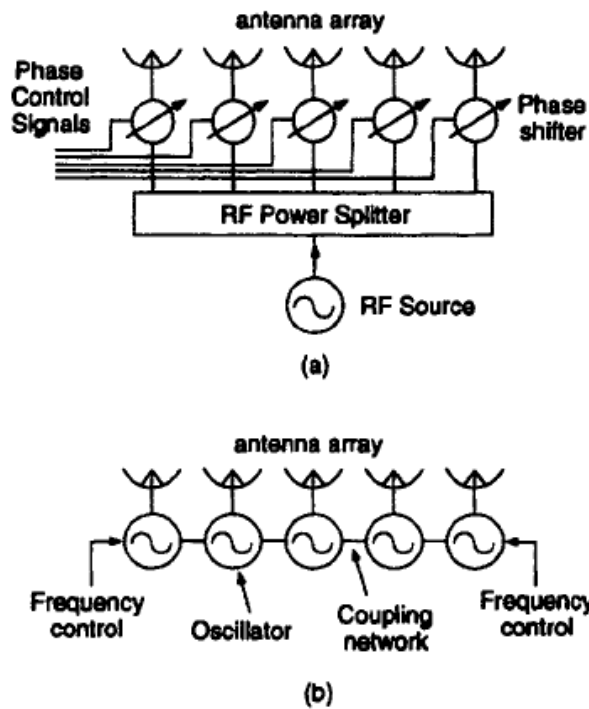


Рисунок 1.15. а) Схемы управления лучом: использование индивидуальных фазосдвигателей; б) Управление частотой отдельных элементов [90].

Другой способ исключения фазосдвигателей и получения непрерывного сканирующего луча – это использовать однонаправленную синхронизацию матрицы связанных осцилляторов [94]. Взаимная синхронизация – это естественное свойство матрицы связанных осцилляторов. Чтобы изолировать синхронизацию только в одном направлении, используются однонаправленные усилители и изоляторы (вентили). Сложность многомодового возбуждения исключается, и фаза каждого генератора может контролироваться независимо от остальных. Были продемонстрированы активные фазированные матрицы, способные сканировать как разностные, так и суммарные диаграммы направленности [94]. Этот метод предоставляет большую гибкость и возможность контроля при проектировании схем, поскольку синхросигнал распространяется только в одном направлении.

## 1.4 Выводы

Проведенный анализ показывает, что, несмотря на то, что исследования по созданию активных антенн с использованием полупроводниковых приборов ведутся более 30 лет, и опубликовано большое количество работ, проблема остается актуальной, в особенности для миллиметрового диапазона волн. Большинство исследований в этой области проведено на частотах до 10 ГГц и используемые в них подходы на более высоких частотах неэффективны.

Одной из наиболее важных задач является создание многоэлементных матриц антенн-генераторов, что связано с необходимостью обеспечить синхронизацию работы нескольких автогенераторов как по частоте, так и по фазе, а также эффективное суммирование мощностей и достаточно узкую диаграмму направленности излучения.

Для проектирования активных антенных решеток применяются различные схемы взаимодействия элементов в системе. В общем случае взаимодействие может осуществляться как пространственными волнами, так и поверхностными, при этом вклад каждого типа связи может быть больше или меньше в зависимости от геометрии антенны и типа среды, в которую происходит излучение. Если элементы решетки связаны посредством микрополосковых линий, то данный тип связи также необходимо учитывать. Кроме того, необходимо учитывать характеристики нелинейных активных элементов.

В настоящей работе показана возможность продвинуться в данном направлении путем создания источников микроволнового излучения в виде многоэлементных матриц микрополосковых логопериодических антенн, интегрированных с полевыми транзисторами.

## Глава 2. Активная логопериодическая микрополосковая антенна как генератор микроволнового излучения

Спектральные и направленные свойства антенных решеток во многом определяются свойствами их элементов. В данной работе исследуются логопериодические микрополосковые активные антенны, как одни из наиболее перспективных для применения в широкополосных приемопередающих устройствах. В исследованиях условий синхронизации мы будем работать в рамках модели Ван-дер-Поля, а также ограничимся членами первого порядка в необходимых приближениях.

### 2.1 Особенности активных антенн логопериодического типа

Для широкого круга приложений привлекательными являются частотнонезависимые антенны, к которым относится, в частности, логопериодическая микрополосковая антенна [95]. При интеграции с активным элементом данное устройство представляет собой передающий элемент с возможностью задания рабочей частоты в широкой полосе в зависимости от геометрических параметров и свойств диэлектрика, а также характеристик нелинейного элемента.

Конструкция пассивного излучателя в виде логопериодической антенны (ЛПА) была впервые предложена в 1957г. Дюамелем и Избеллом на съезде института радиоинженеров США [96]. Позднее разработкой данного типа антенн занялись ведущие мировые фирмы, такие как Marconi, Rohde & Schwarz и Hewlett Packard. У большинства широкополосных антенн рабочая полоса частот, выраженная через отношение  $f_{\max}/f_{\min}$  редко превышает 4:1, причем в этой полосе неизменно лишь входное сопротивление антенны, а диаграмма направленности излучения зависит от частоты. Как правило, с ростом частоты происходит



сужение главного лепестка, но также увеличивается количество боковых лепестков диаграммы направленности [97-100]. У логопериодических антенн данный эффект менее заметен, и диаграмма направленности практически не изменяется во всей рабочей области частот. Также данный тип антенн обладает достаточной добротностью в рабочей полосе частот за счет многорезонаторной структуры. Нижние частоты  $f_H$  определяются только габаритными размерами антенны, а максимальная верхняя частота  $f_B$  зависит от размеров и типа питающей системы, а также точности изготовления антенны [101]. Предел отношения частот в случае ЛПА увеличивается до 20:1.

При всей привлекательности конструкции, в которой микрополосковая логопериодическая антенна объединяется с активным элементом, в литературе на данный момент присутствует относительно небольшое количество работ, посвященных изучению свойств данного типа активных антенн, и предлагающих адекватные математические модели, пригодные для проектирования устройств. Одним из наиболее значимых является, опубликованный еще в 1966 году, теоретический расчет электротехнических параметров пассивной микрополосковой логопериодической антенны [28]. Авторами получены значения для входного импеданса антенны, а также коэффициента направленного действия (КНД) антенны в зависимости от геометрических размеров.

Для объяснения свойств микрополосковой логопериодической активной антенны и матриц на ее основе может быть полезен дополнительный способ исследования взаимодействия элементов. Знание пространственного распределения ближнего поля антенны дает возможность определения взаимодействующих элементов антенн, в особенности в многоэлементных антенных решетках. Оно позволяет делать выводы о согласованности активного элемента с антенной, областях формирования диаграммы направленности и обратной связи в генераторе. Одни из первых попыток теоретического расчета ближнего поля антенн, а также результаты компьютерного моделирования различных конструкций приводятся в работах [102,103]. Для них характерны довольно простые геометрические формы конструкций и высокая степень

абстракции используемых моделей. С развитием электронно-вычислительной техники становится возможным рассчитывать распределение электромагнитного поля для конструкций практически любых геометрий и составляющих их материалов при использовании доступных вычислительных мощностей.

## 2.2 Моделирование логопериодической микрополосковой антенны методом пространственной матрицы передающих линий

Одной из задач данной работы является оценка высокочастотных параметров микрополосковой логопериодической антенны (ЛПА), в том числе в сравнении с другими распространенными типами микрополосковых антенн.

### 2.2.1 Методика исследования

Для проведения моделирования в работе используется метод пространственной матрицы передающих линий (*3D-TLM*) [104]. Он заключается в разбиении пространственной области на множество частей, представляющих собой передающие линии. Исследуемое пространство разбивается на трехмерную решетку с периодом  $D$ . Двенадцать полевых компонент представлены гибридной TLM ячейкой, как показано на рис. 2.1. Компоненты электрического и магнитного поля для ячейки в момент времени  $k$  представляют собой:

$$\begin{aligned} {}_k \mathbf{E}_{l,m,n} &= [E_1, E_2, \dots, E_{12}]_{l,m,n}^T \\ {}_k \mathbf{H}_{l,m,n} &= [H_1, H_2, \dots, H_{12}]_{l,m,n}^T \end{aligned} \quad (2-1)$$

Эти компоненты связаны с компонентами амплитуд падающей и рассеянной волн следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}
 {}_k \mathbf{a}_{l,m,n} &= \frac{1}{2\sqrt{Z_F}} {}_k \mathbf{E}_{l,m,n} + \frac{\sqrt{Z_F}}{2} {}_k \mathbf{H}_{l,m,n} \\
 {}_k \mathbf{b}_{l,m,n} &= \frac{1}{2\sqrt{Z_F}} {}_k \mathbf{E}_{l,m,n} - \frac{\sqrt{Z_F}}{2} {}_k \mathbf{H}_{l,m,n}
 \end{aligned}
 \tag{2-2}$$

где  $Z_F = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ .

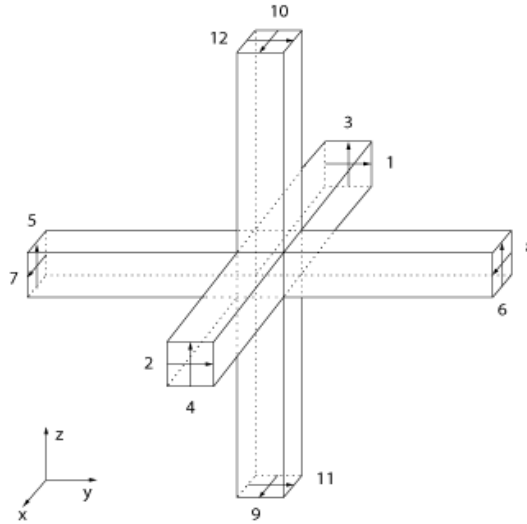


Рисунок 2.1. TLM-ячейка.

После этого можно проинтегрировать уравнения Максвелла по ячейке:

$$\begin{aligned}
 \oint E_x dx + E_y dy + E_z dz &= -\frac{d}{dt} \int B_x dx + B_y dy + B_z dz \\
 \oint H_x dx + H_y dy + H_z dz &= \frac{d}{dt} \int D_x dx + D_y dy + D_z dz
 \end{aligned}
 \tag{2-3}$$

и, как показано в [104], перейти к дискретным компонентам поля ячейки. Записав 12 уравнений, можно получить связь между векторами  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$  в виде:

$${}_k \mathbf{b}_{l,m,n} = \mathbf{S}_k {}_k \mathbf{a}_{l,m,n}
 \tag{2-4}$$

а матрица рассеяния  $\mathbf{S}$  равна

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & S_0 & S_0^T \\ S_0^T & 0 & S_0 \\ S_0 & S_0^T & 0 \end{bmatrix},
 \tag{2-5}$$

где

$$S_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2-6)$$

Таким образом, подавая сигнал в заданную точку пространства, можно получить компоненты поля в необходимой пространственной области. Электрические и магнитные граничные условия представляются в виде короткозамкнутых цепей и цепей с открытыми концами. Магнитные и диэлектрические материалы учитываются путем включения участков длиной  $\frac{1}{2}D$  в последовательные узлы (компоненты магнитного поля) и разомкнутых участков  $\frac{1}{2}D$  в параллельные узлы (компоненты электрического поля). Потери представляются дополнительным сопротивлением параллельных узлов. Для заданной структуры вычисляется реакция во временной области, затем с помощью преобразования Фурье происходит расчет частотной характеристики.

Определение поля в дальней зоне производится путем интегрирования токов по эквивалентной поверхности [105]. Преимущество эквивалентной поверхности заключается в том, что она позволяет автоматически учесть эффекты, связанные со свойствами материалов: диэлектриков, магнитных материалов и источников энергии.

### 2.2.2 Варианты конструкции микрополосковых антенн

Эффективность ЛПА как излучателя изучалась с учетом возможности сравнения с результатами эксперимента [106]. Рассматривалась конструкция, в которой одна из сторон диэлектрика была полностью металлизирована. В качестве диэлектрика использован материал ФЛАН-5 с диэлектрической

проницаемостью  $\varepsilon = 5$ . Моделировались размеры диэлектрической подложки 20мм x 20мм, с толщиной 0,5мм, 1,5мм, 2,0мм и 3,0мм. Антенны, описанные в данном разделе, рассчитывались исходя из желаемого значения длины волны в свободном пространстве  $\lambda = 30$ мм. Во всех случаях считалось, что к антенне прикладывался шумоподобный сигнал с равномерным распределением спектральной плотности, амплитудой  $U=0.1$ В.

Размеры логопериодической антенны (рис. 2.2а) выбирались исходя из условий резонанса наибольшего зубца на частоте 10 ГГц. Угол раствора антенны равняется  $120^\circ$ , область металлизации -  $60^\circ$ , период антенны (отношение длин соседних зубцов) -  $\sqrt{2}$ . Данные параметры были выбраны исходя из условий согласования с транзистором при последующем объединении [28]. Длина наибольшего зубца

$$\begin{aligned} L &\approx \lambda_{\text{eff}} / 4 \\ \lambda_{\text{eff}} &= \lambda / \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}} \end{aligned} \quad (2-7)$$

Здесь  $\lambda$  - длина волны в вакууме. Для сравнения логопериодической антенны с антеннами других типов были смоделированы микрополосковые прямоугольная (рис. 2.2б) и дипольная антенна, также рассчитанные на работу на частоте 10 ГГц. В случае прямоугольной антенны ее размеры рассчитывались по формулам [105]:

$$\begin{aligned} W &= \frac{c}{2f \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}}} \\ L &= \frac{c}{2f \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}, \\ \varepsilon_{\text{eff}} &= \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{d}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2-8)$$

В случае диполя ( $W \ll L$ ) его длина выбиралась из условия

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}} \quad (2-9)$$

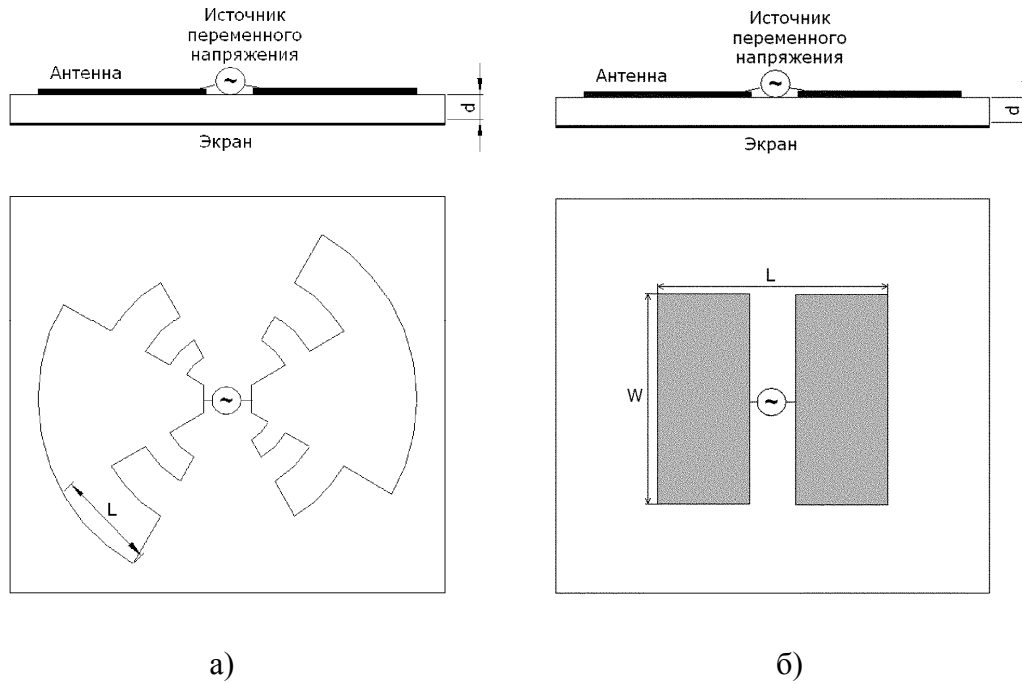


Рисунок 2.2. а) Логопериодическая антенна; б) Прямоугольная микрополосковая антенна.

### 2.2.3 Частотные и направленные свойства антенн

Исследования модели логопериодической антенны показали, что резонансные частоты незначительно изменяются в зависимости от толщины диэлектрической подложки. В тоже время величина излучаемой мощности достаточно сильно зависит от толщины диэлектрика (рис. 2.3) и достигает максимума при  $d = \lambda_d/4$ , где  $\lambda_d = \lambda/\sqrt{\epsilon}$  – длина волны в диэлектрике.

Анализ диаграмм направленности изучения антенн показал, что для логопериодической антенны характерно значение коэффициента направленности порядка 7 dBi, а основной лепесток ориентирован по нормали к плоскости антенны. Для случая  $d \approx \lambda_d/4$  диаграмма направленности на частоте 10 ГГц представлена на рис. 2.4.

Частотный отклик антенны в случае максимальной излучаемой мощности (рис. 2.5) имеет помимо основного пика вблизи 10 ГГц еще два пика в

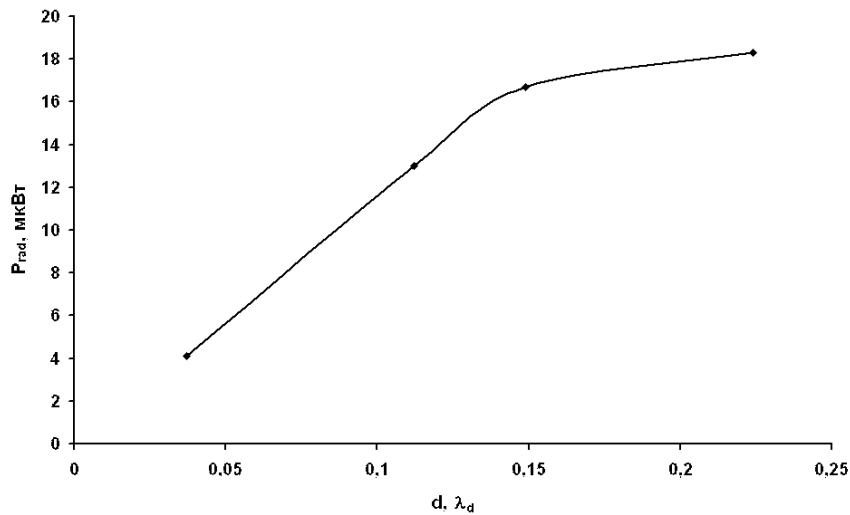


Рисунок 2.3. Зависимость излучаемой мощности от толщины диэлектрика.

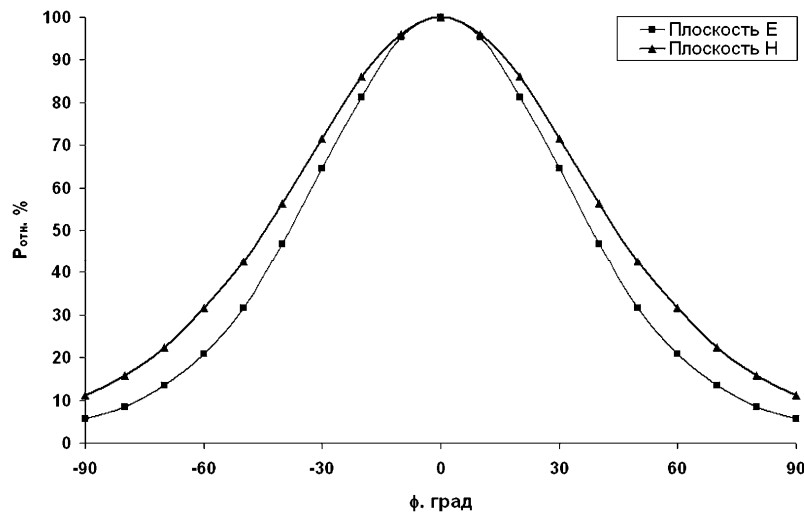


Рисунок 2.4. Диаграмма направленности логопериодической антенны.

исследуемом диапазоне частот от 7,5 ГГц до 22,5 ГГц, которые соответствуют второму и третьему по величине зубцам антенны.

Как показывает расчет, мощность второстепенных пиков также растет с увеличением толщины диэлектрика от 0 до  $\lambda_d/4$ , где  $\lambda_d$  соответствует частоте основного пика. Направление оси поляризации меняется в зависимости от толщины диэлектрика (табл. 2.1).

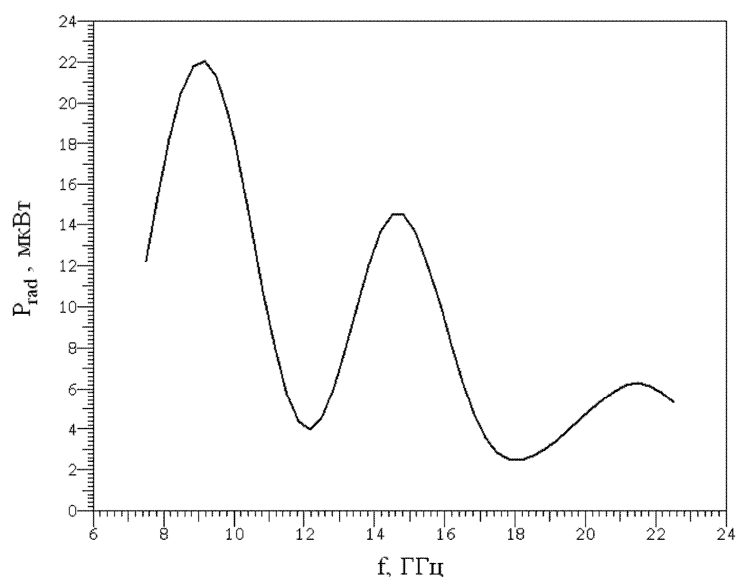


Рисунок 2.5. Частотный отклик логопериодической антенны.

В случае прямоугольной микрополосковой антенны влияние толщины диэлектрика на значения резонансных частот оказывается более существенным, и расчетное значение (10 ГГц) достигается только при толщине диэлектрика равной примерно  $\lambda_d/4$ . При меньшей толщине резонанс наблюдается только на частотах

Табл. 2-1. Направление оси поляризации.

Толщина диэлектрика, $\lambda_d$	Отклонение оси поляризации от продольной оси антенны, град
0,037	32,4
0,112	20
0,149	16,1
0,224	10,6

21 и 17 ГГц, причем частотный отклик антенны имеет ярко выраженный одиночный пик (рис. 2.6а). При толщине диэлектрика равной  $\lambda_d/4$  наблюдается несколько пиков, в том числе и на частоте 10 ГГц (рис. 2.6б).

Что касается диаграммы направленности прямоугольной антенны, то она сходна с таковой для логопериодической антенны. Основным отличием является уменьшение коэффициента направленного действия с увеличением толщины диэлектрика от 8 до 6,7 dBi на частоте 10 ГГц.



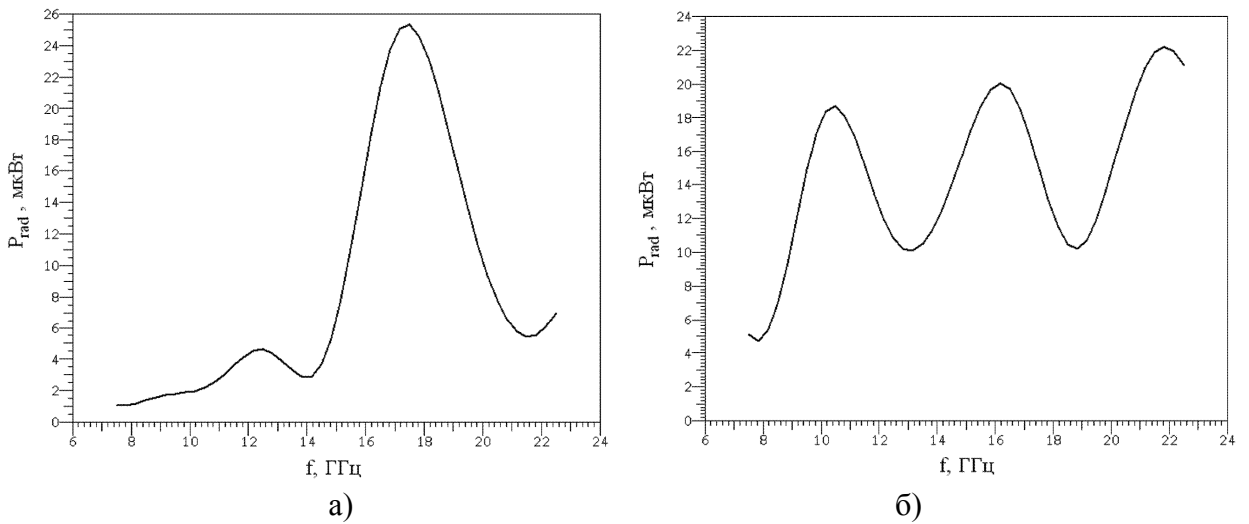


Рисунок 2.6. Частотный отклик прямоугольной микрополосковой антенны: а) при тонких диэлектриках, б)  $d = \lambda_d/4$ .

Дипольная антенна продемонстрировала ожидаемый результат с единичным пиком на частоте 10 ГГц, положение которого практически не зависит от толщины диэлектрика (рис. 2.7). По сравнению с логопериодической и прямоугольной антенной коэффициент направленности данной антенны оказался меньше и находился в пределах 6,1- 6,7 dBi.

Результаты моделирования показывают, что логопериодическая антенна является наиболее предпочтительной из рассмотренных нами типов антенн

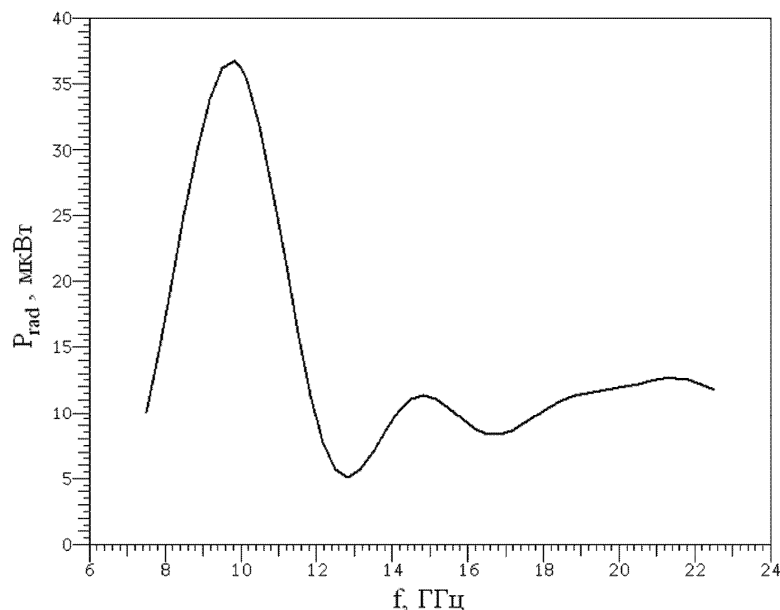


Рисунок 2.7. Частотный отклик дипольной антенны.

вследствие ее широкополосных свойств, слабо зависящих от толщины диэлектрической подложки и обусловленных многорезонаторной конструкцией антенны. Дополнительным преимуществом является то, что данный тип антенн может обладать более предпочтительным для согласования с пространством излучения импедансом.

#### 2.2.4 Распределение поля в ближней зоне ЛПА

Используемый нами метод численного моделирования позволяет оценивать параметры излучения антенн как в дальней зоне, так и в зоне ближнего поля. На рис. 2.8 представлено рассчитанное распределение плотности электрической энергии в плоскости логопериодической антенны на частоте 10 ГГц. Из рисунка видно, что основная энергия на расчетной частоте сосредоточена около второго по величине зубца антенны, т.е. основной зубец антенны, по-видимому, играет роль рефлектора-резонатора и задает частотные параметры антенны, а излучение энергии происходит в основном следующим кратным зубцом-резонатором.

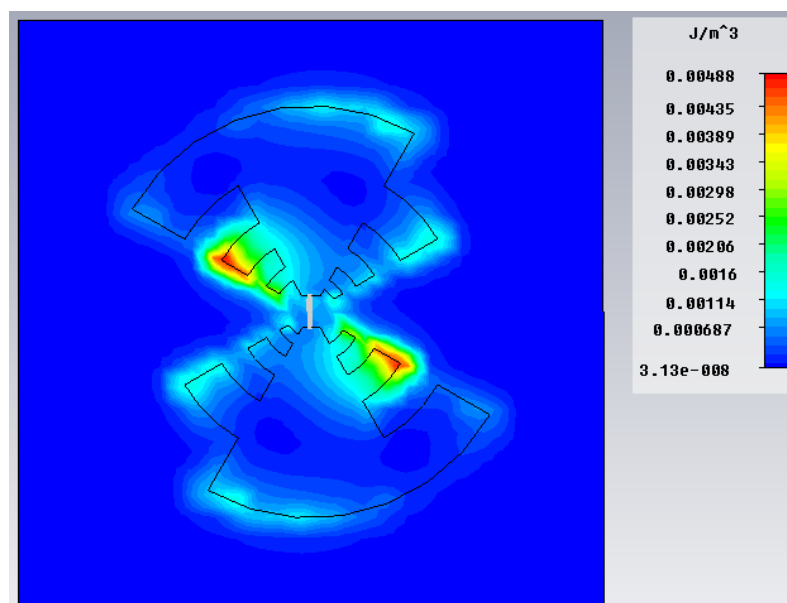


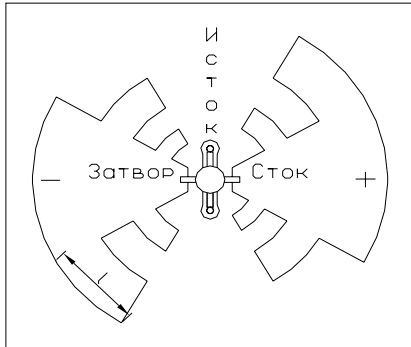
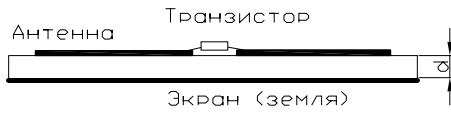
Рисунок 2.8. Плотность электрической энергии.

Полученные результаты показывают, какие области формируют диаграмму направленности антенны на заданной частоте и могут быть полезны при расчете расстояния между элементами в матрицах антенн-излучателей, а также при определении места подключения питания к интегрированной антенне.

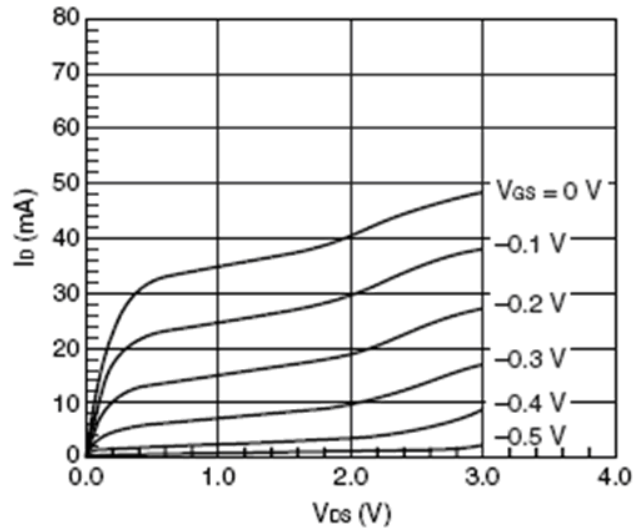
Теперь перейдем к исследованию свойств активной ЛПА, как единичного элемента матриц активных антенн-генераторов.

### **2.3 Характеристики логопериодической антенны-генератора на полевом транзисторе**

В качестве пассивного излучающего элемента единичной антенны-генератора в данной работе рассматривается микрополосковая логопериодическая антенна, представленная на рис. 2.9а. Ключевыми параметрами данной структуры являются: толщина диэлектрической подложки, внешний радиус металлизации, период антенны и угол раскрытия лепестка антенны. К лепесткам антенны припаиваются затвор и сток полевого транзистора. Исток транзистора соединяется с металлическим экраном с обратной стороны диэлектрической пластины. На затвор подается отрицательное напряжение источника питания, а на сток – положительное. Экран антенны подключается к общему нулю источника питания. Типовые вольт-амперные характеристики используемых в работе транзисторов представлены на рис. 2.9б. В зависимости от величины напряжений питания, подаваемых на антенну можно изменять рабочую точку транзистора и тем самым менять параметры генерируемого антенной излучения. В процессе работы автором были проведены исследования для различных геометрий пассивного элемента, а также разных параметров нелинейных элементов и напряжений питания, и получены условия генерации колебаний и параметры генерируемого излучения.



а)



б)

Рисунок 2.9. а) Конструкция антенны-генератора; б) Вольт-амперная характеристика транзистора.

### 2.3.1 Условия возбуждения и стабильность

Исследуемый генератор представляет собой разновидность автогенератора на полевом транзисторе с дополнительным колебательным контуром в цепи обратной связи [107]. Эквивалентная модель представлена на рис. 2.10.

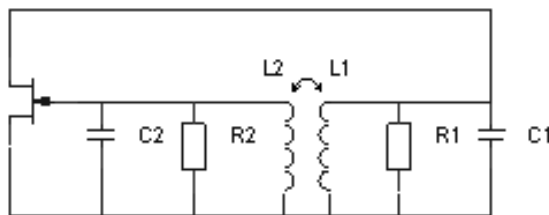


Рисунок 2.10. Эквивалентная схема генератора.

В данном случае выбрана индуктивная обратная связь, но аналогичные выкладки могут быть проделаны также для случая емкостной связи. Обозначим частоту резонанса контура стока как  $\omega_1$ , а частоту резонанса контура затвора — как

$\omega_2$ . Тогда уравнения баланса фаз и амплитуд для генератора в стационарном состоянии принимают вид

$$\begin{aligned} S_1 |Z_1| |K| &= 1, \\ \varphi_s + \varphi_z + \varphi_k &= 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2-10)$$

где  $S_1$  - средняя крутизна характеристики нелинейного элемента,  $|Z_1|$  - модуль импеданса резонансного контура стока,  $|K|$  - модуль коэффициента обратной связи с учетом резонансного контура в цепи затвора, а  $\varphi_s, \varphi_z, \varphi_k$  - фазы крутизны, комплексного сопротивления резонансного контура стока и обратной связи соответственно. Частота колебаний определяется решением уравнения баланса фаз. При значении расстройки контуров, равной нулю, т. е. при  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ , результирующая частота колебаний совпадает с резонансной частотой контуров. В этом случае  $|Z_1|$  и  $|K|$  максимальны, что соответствует максимальной амплитуде колебаний. В случае отличной от нуля расстройки контуров частота колебаний будет находиться между частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , и ближе к частоте того контура, добротность которого выше, т. е. фазовая характеристика которой круче. Амплитуда колебаний при этом уменьшается по сравнению с нулевой расстройкой, поскольку уменьшаются значения  $|Z_1|$  и  $|K|$ .

Из уравнения баланса фаз можно получить уравнения для частоты колебаний при малых расстройках и  $\varphi_s = 0$

$$\omega = (\omega_1 T_1 + \omega_2 T_2) / (T_1 + T_2) \quad (2-11)$$

или для малых расстроек, когда  $\omega_1 \cong \omega_2$

$$\omega = (\omega_1 Q_1 + \omega_2 Q_2) / (Q_1 + Q_2) \quad (2-12)$$

Вводя относительные нестабильности  $\nu = \Delta\omega / \omega$  и  $\nu_i = \Delta\omega_i / \omega_i$ , получим

$$\nu = (\nu_1 Q_1 + \nu_2 Q_2) / (Q_1 + Q_2) \quad (2-13)$$

Если одна из добротностей много больше другой, то основная нестабильность генератора будет определяться нестабильностью более добротного контура. Если же добротности контуров равны, как в нашем случае, то

нестабильность генератора удваивается по сравнению с нестабильностью одного резонансного контура.

Таким образом, для того чтобы получить условия генерации колебаний для исследуемой антенны-генератора, необходимо знание S-параметров применяемого транзистора, а также коэффициента обратной связи обеспечиваемого пассивной частью антенны. Рассчитать коэффициент обратной связи позволяет использование современных методов компьютерного моделирования.

Для численного моделирования антенн-генераторов и многоэлементных решеток могут применяться как различные техники анализа эквивалентных электрических схем автогенераторов, так и электродинамические методы, основанные на моделировании токов, возбуждаемых элементами антенны в пространстве.

Используемый в данной работе метод компьютерного моделирования позволяет вычислить значения тока и напряжения на портах моделируемого устройства, а также S-параметры пассивной антенны. Для вычисления коэффициента обратной связи применялась модель, изображенная на рис. 2.11. В

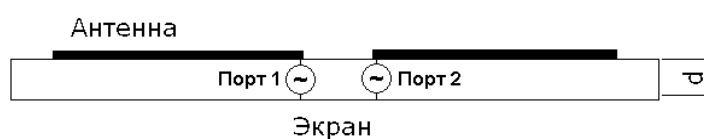


Рисунок 2.11. Модель для определения условий генерации.

данном случае мы использовали 2 дискретных порта, на один из которых подавалось переменное напряжение (имитация соединения сток-исток), а на другом производились измерения тока и напряжения (соединение затвор-исток).

Условия баланса фаз и амплитуд в данном случае принимают вид:

$$\frac{|S_{21}^T|}{|S_{12}^T|} |S_{21}^A| = 1 \text{ или } \lg \left( \frac{|S_{21}^T|}{|S_{12}^T|} |S_{21}^A| \right) = 0, \quad (2-14)$$

$$\varphi_{s_{21}^T} - \varphi_{s_{12}^T} + \varphi_{s_{21}^A} = 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots$$

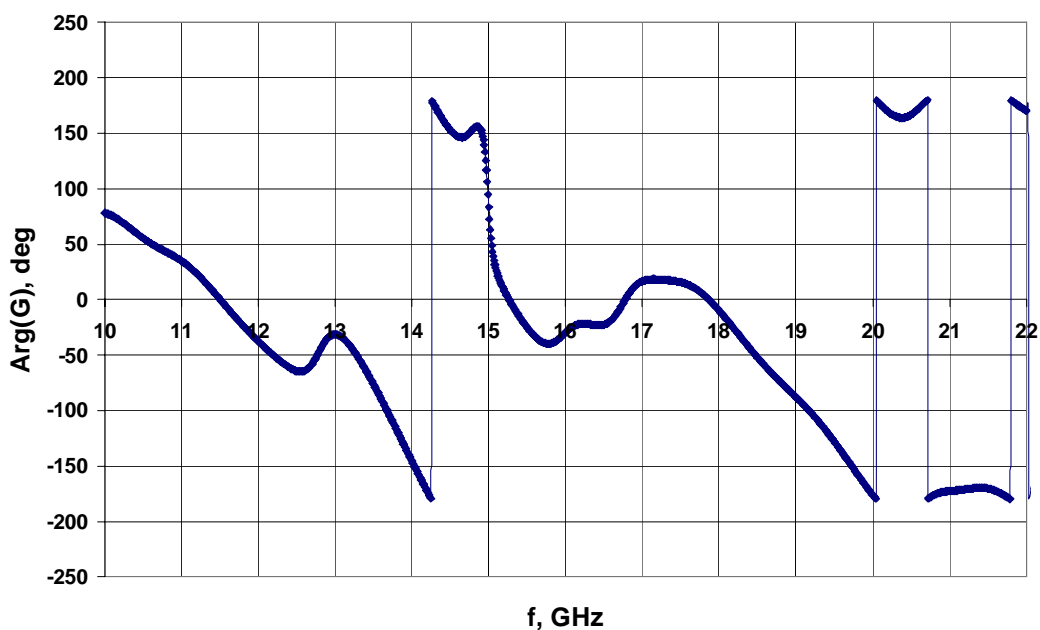
Где  $|S_{21}^T|$  и  $|S_{12}^T|$  - соответствующие S-параметры транзистора, а коэффициент передачи антенны  $|S_{21}^A|$  - определяется из результатов моделирования отклика на 2-м порту антенны при возбуждении только первого порта. Для антенны внешнего радиуса 7,062 мм графики левых частей (2-14) представлены на рис. 2.12.

Из анализа полученных данных можно заключить, что в диапазоне частот от 10 ГГц до 22 ГГц условия баланса фаз и амплитуд для данной антенны выполняются на частоте 15,26 ГГц. Таким образом, рассматриваемая активная антенна должна иметь стабильный режим работы на данной частоте.

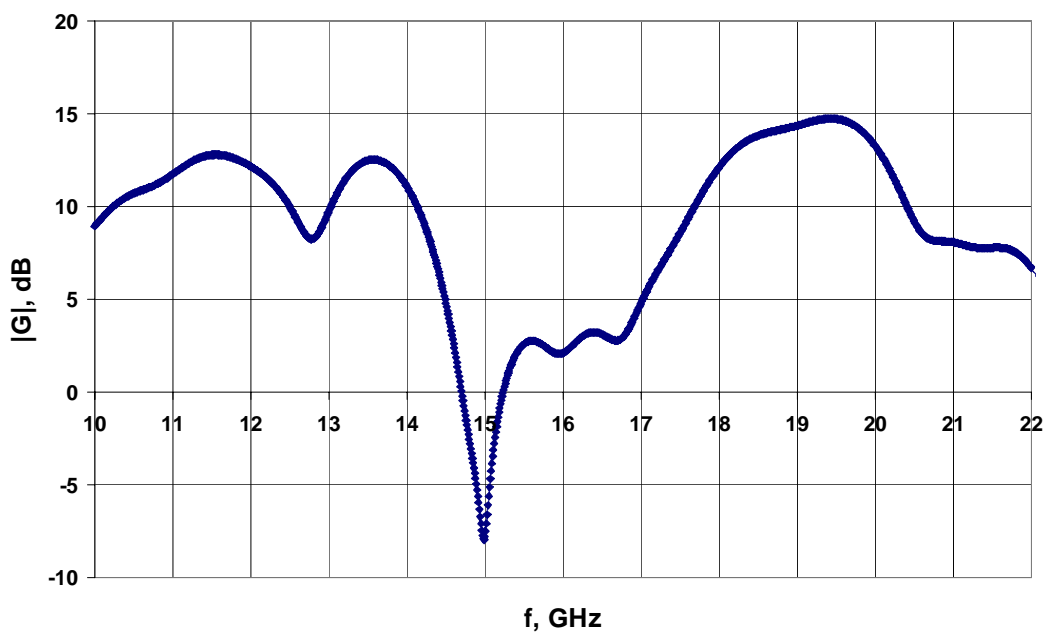
В следующем параграфе будет показана степень согласования экспериментальных данных с расчетными параметрами матричного элемента.

### 2.3.2 Характеристики генерации излучения в СВЧ диапазоне

Для экспериментального изучения свойств излучения, генерируемого логопериодической микрополосковой активной антенной, были рассчитаны и изготовлены образцы антенн со следующими параметрами. Исследуемая антенна расположена на диэлектрической подложке, металлизированной с обратной стороны, и представляет собой совокупность колебательных контуров с частотами, равными  $f_1(\sqrt{2})^n$  [30], где  $f_1$  - основная частота антенны, определяемая длиной наибольшего зубца,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ . Такой излучатель обладает на основной частоте достаточно большой ( $>100$ ) добротностью [108]. При изготовлении образцов антенн мы полагали, что частота генерации АГ определяется длиной зубцов. Основной является частота, определяемая длиной наибольшего зубца  $l$ , примерно равной четверти т.н. эффективной длины волны с учетом условий генерации (2-14). Результаты проведенных измерений для различных образцов это



a)



б)

Рисунок 2.12. а) Зависимость фазы величины полного усиления в системе активной антенны; б) Зависимость амплитуды величины полного усиления в системе активной антенны.

подтверждают (рис. 2.13а). По результатам измерений было также обнаружено, что величина излучаемой мощности достаточно сильно зависит от толщины диэлектрика  $d$  (рис. 2.13б) и достигает максимума при  $d \sim \lambda_d/4$ , где  $\lambda_d = \lambda_0/\sqrt{\epsilon}$  – длина волны в диэлектрике,  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве.



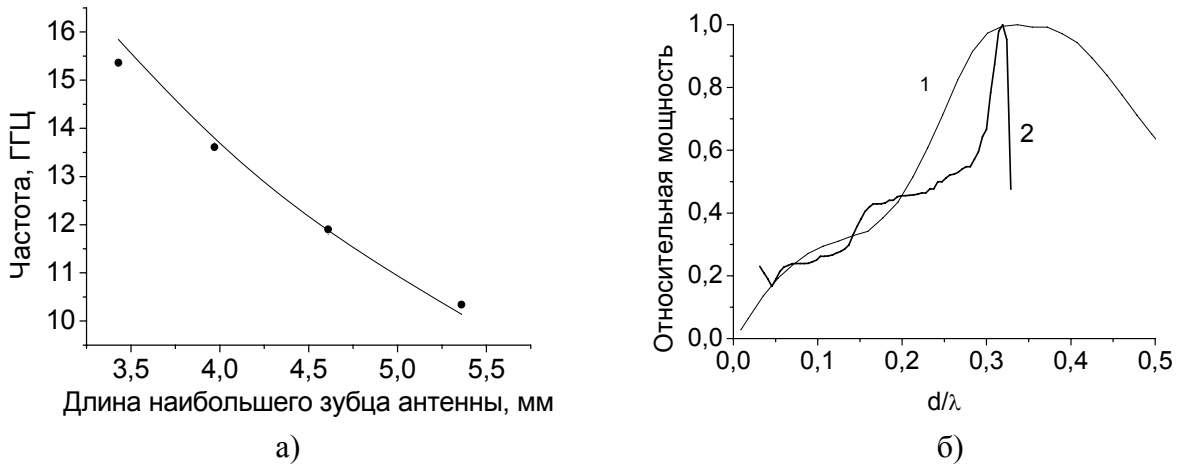


Рисунок 2.13. а) Зависимость частоты генерации АГ от геометрических размеров антенны: сплошная кривая – расчетные значения; точки – экспериментальные данные; б) Зависимость мощности генерации от толщины подложки  $d$  в долях длины волны: 1 – расчетная кривая; 2 – эксперимент.

Установлено, что являясь многорезонаторной системой, логопериодическая АГ способна генерировать мощность на различных частотах или в многочастотном режиме. Решающую роль при этом играет частотная зависимость коэффициента усиления транзистора. В настоящей работе в основном применялся транзистор NE350184С, зависимость коэффициента усиления которого от частоты приведена на рисунке 2.14.

Отличие данных эксперимента и моделирования связано, по-видимому, с тем, что в моделировании учитываются только электродинамические

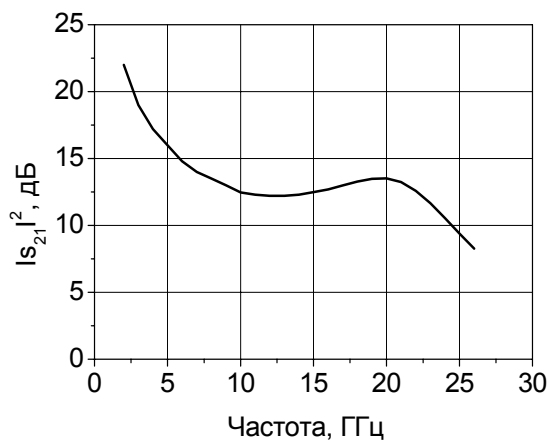


Рисунок 2.14. Коэффициент усиления транзистора NE350184С.

характеристики антенной системы без учета возможных изменений в режиме работы транзистора. Следует учитывать, что сигнал, отраженный от экрана, является элементом положительной обратной связи и при толщине диэлектрика, близкой к четверти длины волны, на транзистор подается значительно больший сигнал. В отсутствие отражающего экрана АГ не работает, по-видимому, из-за низкого уровня сигнала обратной связи.

На рис. 2.15а приведена спектрограмма сигнала АГ на подложке толщиной, близкой к четверти длины волны на основной частоте. Частота генерации близка к расчетной ( $f_{1\text{расч}} = 13,7$  ГГц).

В ряде случаев наблюдалась паразитная генерация на частоте, равной половине от основной (рис. 2.15б), где, как видно из рис. 2.14, коэффициент усиления транзистора значительно выше, чем на основной частоте.

Резонатором для паразитной частоты при этом служит вся антенна, представляющая собой вибратор, каждое плечо которого (радиус логопериодической антенны) примерно в два раза длиннее первого зубца. Условием существования паразитной моды, кроме большого коэффициента усиления транзистора, является малая толщина подложки по сравнению с длиной

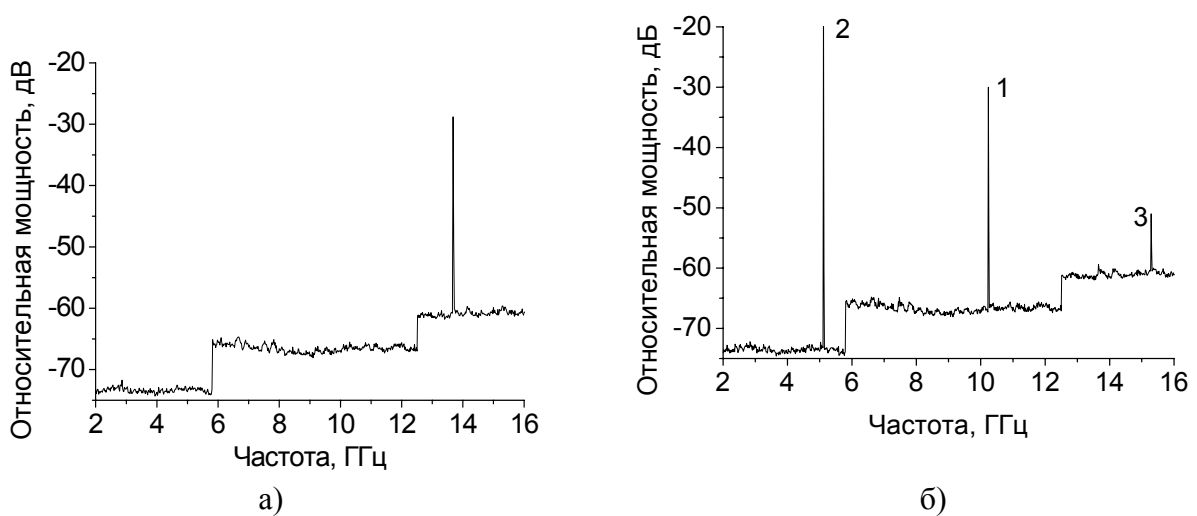


Рисунок 2.15. Спектр излучения АГ: а) Одночастотный режим;  $d = 0,2\lambda_d$  на основной частоте; б) Многочастотный режим: 1 – основная частота; 2 – паразитный сигнал; 3 – третья гармоника паразитного сигнала;  $d = 0,1\lambda_d$  на основной частоте.

волны на основной частоте. При этом можно наблюдать и третью гармонику от паразитной частоты. Резонатором для нее служит один из зубцов антенны, длина которого примерно в три раза меньше радиуса антенны. Это указывает на возможность работы излучателя на высших гармониках.

### 2.3.3 Анализ параметров единичного излучателя в рамках модели Ван-дер-Поля

Для последующего анализа условий синхронизации единичного элемента и матрицы излучателей мы будем полагать, что возбуждение колебаний осуществляется в мягком режиме, принимая за основу кубичную нелинейность характеристики нелинейного элемента, аналогичную модели генератора Ван-дер-Поля. Как показано в [109], данная модель может успешно использоваться для описания основных свойств активных антенн на транзисторах. В ней учтен эффект насыщения активного элемента и возможность задания частоты управляющего сигнала, отличной от частоты генератора, что является достаточным для получения основных соотношений в условиях синхронизации. Характерные для единичной антенны соотношения являются ключевыми при описании переходных процессов и стационарных состояний в системе связанных генераторов.

Рассмотрим генератор, изображенный на рис. 2.16. Для того чтобы в последующем описать режим синхронизации генератора, его можно представить



Рисунок 2.16. Эквивалентная модель генератора.

как проводимость с отрицательной вещественной частью, соединенной с резонансной нагрузкой с положительной вещественной частью. Пусть проводимость  $Y_L$  представляет собой параллельное соединение индуктивности, емкости и сопротивления. Применяя правила Кирхгофа для тока в цепи, получаем

$$j\omega I_D + \left(\frac{1}{L} + \frac{j\omega}{R} - \omega^2 C\right)V = 0 \quad (2-15)$$

Ключевым в модели Ван-дер-Поля является представление зависимости тока в активном элементе в виде функции от напряжения с кубической нелинейностью:

$$i_D(t) = -\varepsilon(g_1 v(t) - g_3 v^3(t)) \quad (2-16)$$

Предложенная Ван-дер-Полем характеристика представляет собой пример так называемой мягкой характеристики нелинейного элемента [107]. Для такого типа характеристик коэффициент передачи максимален при малых амплитудах и равен  $\beta_0$ , а с ростом амплитуды монотонно падает. Условие самовозбуждения автогенератора в таком случае записывается в виде

$$\beta_0 > 1 \quad (2-17)$$

Амплитуда сигнала в стационарном режиме будет тем больше, чем больше запас в неравенстве (2-17). Возникновение и срыв колебаний происходит при одном и том же значении  $\beta_0 = 1$ , чем и определяется «мягкость» данного режима.

В случае жесткой характеристики нелинейного элемента, коэффициент передачи сначала растет с увеличением амплитуды сигнала до некоторого максимума, а при дальнейшем увеличении падает. Характерной особенностью жесткого режима возбуждения колебаний является двузначность характеристики  $V(\beta_0)$ , что приводит к возникновению гистерезиса. В данном режиме возникновение и срыв колебаний происходит при различных значениях параметров усиления.

Таким образом, мы получаем

$$\frac{d}{dt} i_D(t) = -\varepsilon g_1 \frac{d}{dt} v(t) + 3\varepsilon g_3 v^2(t) \frac{d}{dt} v(t) = 0 \quad (2-18)$$

или

$$j\omega I_D = -j\omega\varepsilon(g_1 - 3g_3V^2)V \quad (2-19)$$

Заглавные буквы в данном случае обозначают комплексные амплитуды. Подставляя в (2-15), получаем

$$-j\omega\varepsilon(g_1 - 3g_3V^2)V + \left(\frac{1}{L} + \frac{j\omega}{R} - \omega^2C\right)V = 0 \quad (2-20)$$

Данное выражение можно переписать в виде

$$j\omega YV = 0, \quad (2-21)$$

где

$$Y = Y_D + Y_L = -\varepsilon(g_1 - 3g_3V^2) + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} + j\omega C \quad (2-22)$$

Раскладывая в ряд Тейлора около резонансной частоты  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , получаем

$$Y = -\varepsilon(g_1 - 3g_3V^2) + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} + j\omega C \approx -\varepsilon(g_1 - 3g_3V^2) + \frac{2jQ}{\omega_0 R}(\omega - \omega_0), \quad (2-23)$$

где  $Q = \omega_0 RC$  - обычная добротность колебательного контура.

Данное выражение для проводимости пригодится нам в дальнейшем для анализа синхронизации антенн-генераторов. Приступим к анализу параметров генератора в стационарном состоянии.

Согласно [110], напряжение на нагрузке изменяется во времени в соответствии с законом

$$\frac{dV}{dt} = j\omega_{inst}V, \quad (2-24)$$

где 
$$\omega_{inst} = \omega_0 + \frac{d\varphi}{dt} - j\frac{d}{dt} \ln A \quad (2-25)$$

- мгновенная частота колебаний,

а 
$$V = A(t)e^{j\theta(t)}, \quad (2-26)$$

где 
$$\theta(t) = \omega_0 t + \varphi(t) \quad (2-27)$$

Отрицательная проводимость активного элемента  $Y_D$  является функцией как частоты, так и амплитуды напряжения на нем. Генератор работает на той частоте и амплитуде, при которых отрицательная проводимость прибора равняется проводимости нагрузки  $Y_L$ , так что суммарная проводимость равна нулю.

Выражения для правил Кирхгофа с учетом разложения в ряд Тейлора и пренебрежения зависимости  $Y_D$  от амплитуды приобретают вид [89]

$$Y(\omega_{inst}, A)V = Y_L V + Y_D(\omega_0, A_0)V + (\omega_{inst} - \omega_0) \left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V + \dots = 0 \quad (2-28)$$

В стационарном состоянии генератор будет работать с такой частотой  $\omega_0$  и амплитудой  $A_0$ , чтобы их производная равнялась нулю. При этом ток в нагрузке уравнивает ток в активном элементе, так что суммарный ток в узле также равен нулю.

Перейдем к рассмотрению воздействия на автогенератор внешней силы. Если сигнал подается в выбранную точку извне, то равенство (2-28) изменяется на следующее

$$I_{inj} + Y(\omega_{inst}, A)V = I_{inj} + Y_L V + Y_D(\omega_0, A_0)V + (\omega_{inst} - \omega_0) \left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V + \dots = 0 \quad (2-29)$$

Используя выражение для мгновенной частоты (2-25), получаем

$$I_{inj} + Y_L V + Y_D(\omega_0, A_0)V + \left[ \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{d}{dt} \ln A \right] \left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V + \dots = 0, \quad (2-30)$$

или

$$\frac{I_{inj}}{\left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V} + \frac{Y(\omega_0, A_0)}{\left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0}} + \left[ \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{d}{dt} \ln A \right] = 0 \quad (2-31)$$

Теперь мы можем заменить отрицательную проводимость в соответствии с моделью Ван-дер-Поля (2-23) и провести анализ генератора при условии воздействия на него тока  $I_{inj}$ . Частая производная по частоте тогда равна

$$\left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{2jQ}{\omega_0 R} \quad (2-32)$$

Взяв действительную часть (2-31) и подставляя (2-32), мы получаем

$$\frac{d\varphi}{dt} + \operatorname{Re} \left( \frac{I_{inj}}{\frac{2jQ}{\omega_0 R} V} \right) = 0 \quad (2-33)$$

Полагая  $V_{inj} = R I_{inj}$ , переписываем в виде

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\omega_0}{2Q} \operatorname{Im} \left( \frac{V_{inj}}{V} \right) = 0 \quad (2-34)$$

Используя выражение для комплексной амплитуды  $V_{inj} = A_{inj} e^{j\theta_{inj}}$  и выражение для фазы (2-27), получаем

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}}{A} \operatorname{Im} e^{j(\theta_{inj} - \theta)} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}}{A} \sin(\theta_{inj} - \theta) \quad (2-35)$$

Обозначим  $\frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}}{A} = \Delta\omega_{lock}$  так называемую полосу захвата. Тогда мы получаем следующее выражение для производной фазы, известное как уравнение Адлера

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{inj} - \theta) \quad (2-36)$$

Решение уравнения Адлера может быть получено аналитически в приближении малости изменений амплитуды колебаний [111].

Ключевым параметром данной системы является коэффициент отклонения частоты внешнего сигнала от собственной частоты генератора:

$$K = \frac{\Delta\omega_{inj}}{\Delta\omega_{lock}}, \text{ где } \Delta\omega_{inj} = \omega_{inj} - \omega_0 \quad (2-37)$$

Как известно, в случае  $|K| \leq 1$  в стационарном состоянии спектр генератора представляет собой единственную линию на частоте  $\omega_{inj}$ , а фаза генератора отличается от фазы внешнего сигнала на величину  $\sin^{-1}(K)$ .

Предположим теперь, что  $|K|$  по величине больше единицы, т. е. внешний сигнал находится вне полосы захвата. Тогда генератор будет находиться в незахваченном состоянии. В таком случае спектральная характеристика становится более сложной.

Решения уравнения Адлера в этом случае представляют собой сходящиеся ряды, которые отражают решение для фазы вне полосы захвата. Данные ряды являются формой ряда Фурье, и коэффициенты в разложении представляют собой амплитуды гармоник линейного спектра для сигнала генератора. Данный спектр является хорошо известным и может быть получен экспериментально на экране

анализатора спектра при воздействии внешнего сигнала на антенну-генератор вне полосы захвата. Схематичное изображение представлено на рис. 2.17.

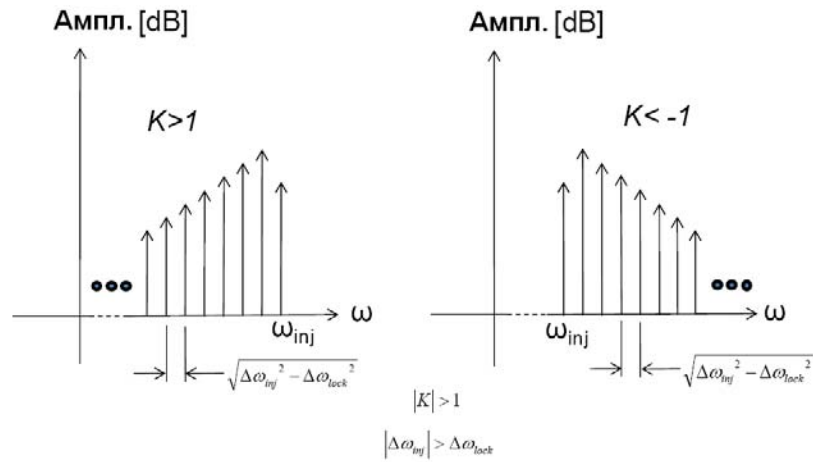


Рисунок 2.17. Спектр несинхронизированного генератора.

В зависимости от значения  $K$  спектр антенны-генератора при воздействии на него внешнего гармонического сигнала вне полосы захвата представляет собой односторонний линейчатый набор дискретных частот, отстоящих друг от друга на величину  $\sqrt{\Delta\omega_{inj}^2 - \Delta\omega_{lock}^2}$ . Амплитуда гармоник уменьшается линейно в логарифмическом масштабе с увеличением частоты относительно  $\omega_{inj}$ . В случае приближения частоты внешнего сигнала к полосе захвата, расстояние между линиями спектра уменьшается, и, при вхождении в полосу захвата, спектр схлопывается до одной линии на частоте  $\omega_{inj}$ .

Рассмотренная нами на рис. 2.16 модель генератора представляет собой случай параллельного соединения резонансного контура. В случае последовательного соединения, как уже упоминалось в главе 1, задача была рассмотрена подробно в [89]. Авторы получили, что ряды Тейлора для проводимости в случае параллельного соединения эквивалентны рядам Тейлора для импеданса в случае последовательного соединения. В этом случае резонансная нагрузка  $Z_L$  представляет собой последовательно соединенные индуктивность, емкость и сопротивление.



Тогда выходной сигнал будет представлять собой ток через последовательную нагрузку, а не напряжение, как было в случае параллельной нагрузки. Применение правил Кирхгофа для напряжения дает

$$V_D + \left( j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right) I = 0 \quad (2-38)$$

Используя нелинейность Ван-дер-Поля, получаем аналог функции (2-16)

$$V_D(t) = -\varepsilon(r_1(t) - r_3 i^3(t)) \quad (2-39)$$

Аналогично получаем выражение для импеданса

$$Z = Z_D + Z_L = -\varepsilon(r_1 - 3r_3 I^2) + j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{Y} \quad (2-40)$$

Раскладывая  $Y$  в ряд Тейлора около резонансной частоты, получим

$$Y \approx \frac{1}{R - \varepsilon(r_1 - 3r_3 I^2)} - \frac{2jQ}{\omega_0 R} (\omega - \omega_0) \quad (2-41)$$

Сравнивая с (2-23), можно заметить, что основное отличие заключается в знаке перед линейным по частоте членом. Вследствие этого изменяется знак в выражении, аналогичном (2-36)

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{inj} - \theta) \quad (2-42)$$

Дальнейший анализ может быть проведен аналогично параллельному соединению резонансного контура, и получены результаты для поведения фазы и спектра генератора.

Перейдем к описанию результатов экспериментальных исследований по изучению свойств единичного матричного элемента АГ при его синхронизации внешним полем.

### 2.3.4 Экспериментальное исследование условий синхронизации активной ЛПА

Для одиночной антенны-генератора экспериментально исследовано влияние внешнего гармонического сигнала заданной частоты. Образец генератора на основе микрополосковой антенны логопериодического типа с частотой генерации

10 ГГц облучался электромагнитным полем внешнего генератора. При приближении частоты внешнего синхросигнала к собственной частоте генератора наблюдалось смещение частоты генерации к частоте синхросигнала, возникновение асинхронного взаимодействия с образованием комбинационных частот (рис. 2.18) и характерного “адлеровского” спектра, аналогичного рис. 2.17, а также последующий скачкообразный захват частоты антенны-генератора в полосе захвата, зависящей от интенсивности облучения (рис. 2.19а). Мощность

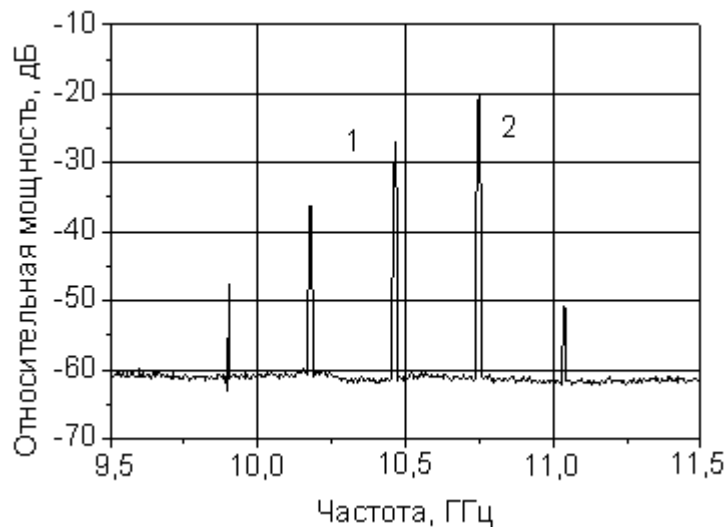


Рисунок 2.18. Спектр генерации в асинхронном режиме.

внешнего сигнала, необходимая для осуществления захвата, на порядок меньше мощности автономно работающей активной антенны. Так, например, для синхронизации в полосе 60 МГц необходимая мощность синхросигнала равнялась 0,25 мВт. При воздействии на антенну-генератор внешнего сигнала может изменяться коэффициент обратной связи генератора и вследствие этого мощность излучения. Для определения данного влияния был поставлен эксперимент по оценке изменения мощности генерации под воздействием внешнего синхросигнала (рис. 2.19б). Из рисунка видно, что при подаче на антенну мощности синхросигнала около 1 мВт (поток мощности, умноженный на эффективную площадь антенны), мощность генерации в пике ДН увеличивается почти вдвое. Замечено, что при этом форма диаграммы направленности антенны-

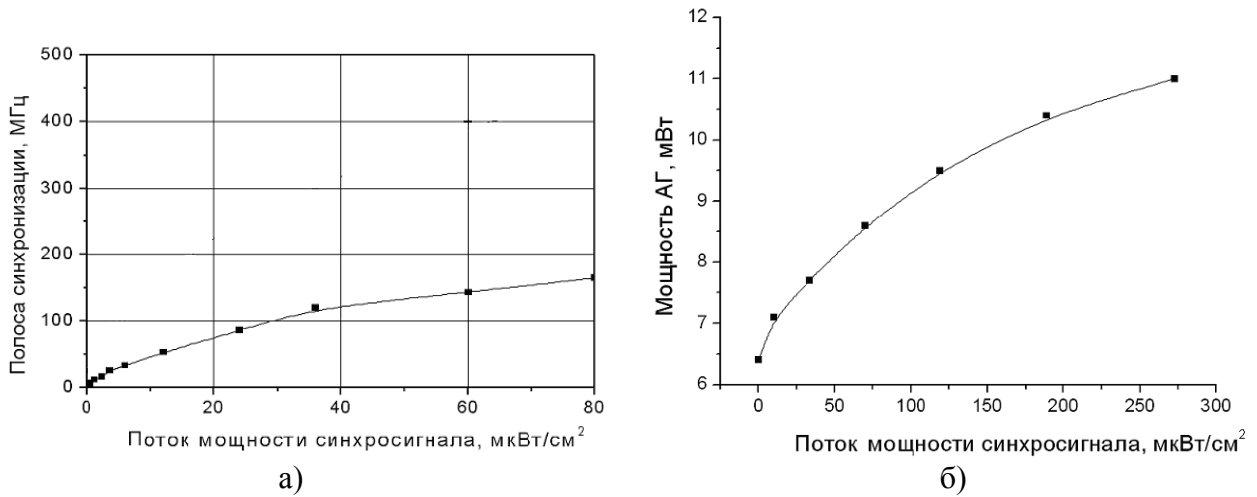


Рисунок 2.19. а) Полоса синхронизации в зависимости от мощности синхросигнала; б) Увеличение пиковой мощности АГ при облучении ее внешним синхросигналом.

генератора не изменяется и, следовательно, наблюдаемое изменение мощности вызвано увеличением полной мощности антенны-генератора т.е. увеличением коэффициента полезного действия генератора.

На рис. 2.20 приведена ДН одиночной антенны-генератора под воздействием синхронизирующего излучения. Значительное изменение формы диаграммы направленности по сравнению с несинхронизированной антенной

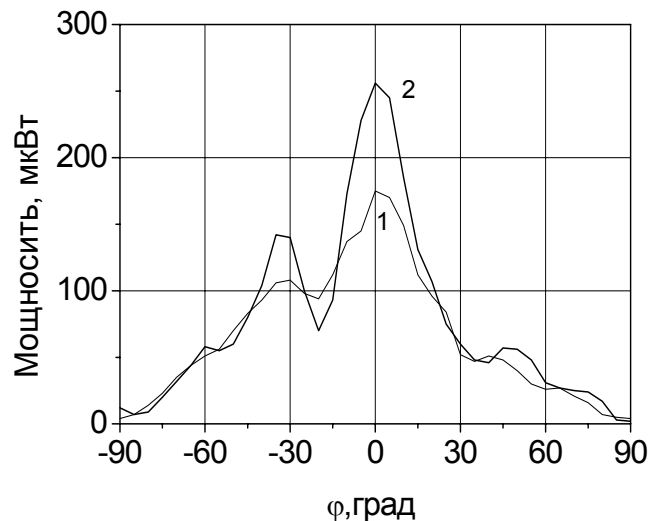


Рисунок 2.20. Диаграмма направленности одиночной АГ без внешнего воздействия (1) и синхронизированной внешним полем (2).

может происходить вследствие изменения распределения плотности энергии в плоскости антенны. Также может меняться импеданс антенны.

Измерения спектральных характеристик сигналов АГ (рис. 2.21) показывают, что в случае внешней синхронизации ширина спектральной линии сигнала уменьшается и приближается к спектру синхросигнала, т. е. происходит увеличение добротности генератора. Также уменьшается долговременная нестабильность частоты.

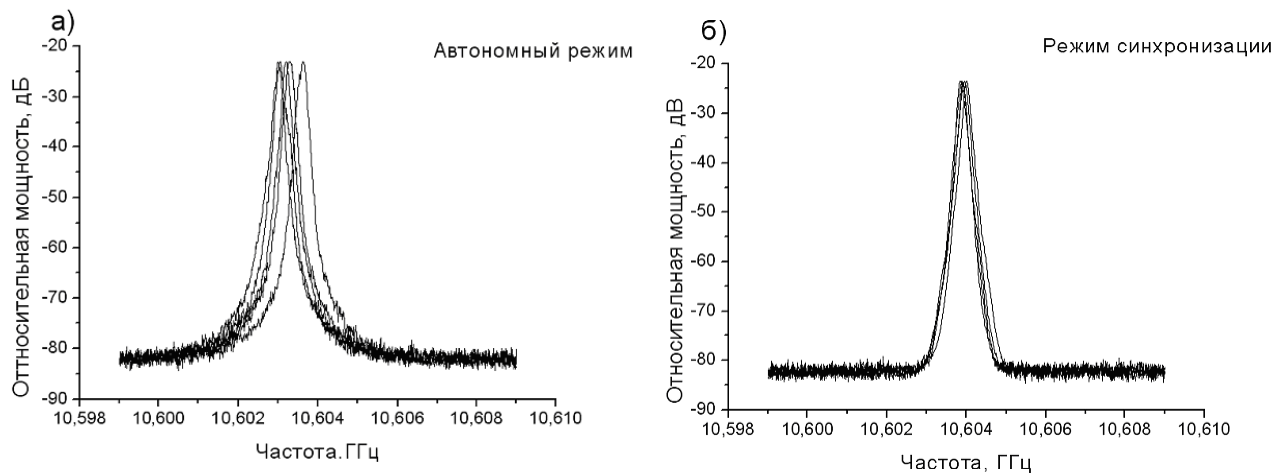


Рисунок 2.21. Спектры излучения АГ в автономном режиме (а) и в режиме синхронизации внешним сигналом (б).

## 2.4 Выводы

Установлено, что являясь многорезонаторной системой, логопериодическая АГ способна генерировать мощность как на различных отдельных частотах, так и в многочастотном режиме.

Важными преимуществами микрополосковой логопериодической антенны перед другими рассмотренными типами антенн являются широкая частотная полоса и слабая зависимость формы частотного отклика от толщины

диэлектрической подложки. При этом максимальная излучаемая мощность обеспечивается при толщине диэлектрика порядка  $\lambda_d/4$ .

При проектировании матрицы из нескольких антенн необходимо учитывать теоретические соотношения для единичного генератора, полученные в данной главе, а также то, что на основной резонансной частоте логопериодической антенны основная мощность излучается не первым, а вторым по величине зубцом.

Воздействие на антенну-генератор внешнего СВЧ поля позволяет синхронизировать автоколебания антенны-генератора в диапазоне порядка 150 МГц, что превышает возможный разброс частот автоколебаний отдельных генераторов в антенной решетке. Кроме того, внешняя синхронизация существенно улучшает параметры генерируемого сигнала – уменьшает ширину спектральной линии и нестабильность частоты, а также позволяет увеличить эффективность (к.п.д.) генерации.

## Глава 3. Синхронизация антенн-генераторов в матричных структурах

### 3.1 Взаимодействие элементов при взаимной синхронизации антенн-генераторов

Начнем рассмотрение взаимной синхронизации антенн-генераторов со случая двух элементов. Для проведения анализа поведения системы примем, что генераторы нагружены по параллельной схеме и являются одинаковыми за исключением собственных частот. Как уже было показано, аналогичные выкладки могут быть получены и для случая последовательной нагрузки.

#### 3.1.1 Система из двух активных антенн

В случае двух элементов они оба оказывают внешнее воздействие друг на друга. Независимо от природы взаимодействия между генераторами можно рассмотреть данную систему, записав для нее уравнения Адлера [111] 2-х генераторов:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \omega_{01} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_2 - \theta_1) \quad (3-1)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \omega_{02} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (3-2)$$

Индексы в (3-1) и (3-2) обозначают номера генераторов. Вычитая одно уравнение из другого и сделав замены, можно получить:

$$\frac{d\tilde{\psi}}{d\tau} = -\left(\sin\tilde{\psi} + \tilde{K}\right), \quad (3-3)$$

$$\tilde{\psi} = \theta_1 - \theta_2 \quad (3-4)$$

$$\tilde{K} = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{2\Delta\omega_{lock}} \quad (3-5)$$

$$\tilde{\tau} = 2\Delta\omega_{lock}t \quad (3-6)$$

Уравнение (3-3) аналогично уравнению для случая воздействия внешней силы на единичную антенну-генератор, однако, в данном случае полоса захвата заменена ее двойным значением. Суть данного изменения объясняется тем, что частота генератора, оказывающего внешнее действие, сама может меняться под действием второго генератора. В результате этого частоты генераторов могут различаться на величину вдвое большую, чем полоса захвата для единичной АГ, и при этом оставаться синхронизированными. Определим значение частоты колебаний в стационарном состоянии.

В предыдущей главе было показано, что если  $\tilde{K} < 1$ , и генератор находится в синхронизированном состоянии, то  $\tilde{\psi} = -\sin^{-1}\tilde{K}$  и является константой, т. е. ее производная равна нулю.

Так как  $\theta_1 = \theta_2 + \tilde{\psi}$ , то

$$\frac{d\theta_1}{d\tilde{\tau}} = \frac{d\theta_2}{d\tilde{\tau}} + \frac{d\tilde{\psi}}{d\tilde{\tau}} = \frac{d\theta_2}{d\tilde{\tau}} \quad (3-7)$$

Следовательно,

$$2\frac{d\theta_1}{d\tilde{\tau}} = \frac{d\theta_2}{d\tilde{\tau}} + \frac{d\theta_1}{d\tilde{\tau}}, \quad (3-8)$$

$$\text{т. е. } \frac{d\theta_1}{d\tilde{\tau}} = \frac{d}{d\tilde{\tau}}\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} \quad (3-9)$$

$$\text{и } \frac{d\theta_2}{d\tilde{\tau}} = \frac{d}{d\tilde{\tau}}\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} \quad (3-10)$$

Таким образом, можно заключить, что в стационарном состоянии системы из двух генераторов, когда они оба взаимно синхронизированы, частота генерации должна представлять собой среднее арифметическое собственных частот отдельных генераторов.

Данное поведение будет наблюдаться только в случае взаимного влияния генераторов и не может быть применено в случае, когда один из генераторов

захватывает другой без обратного влияния. В таком случае стационарное состояние описывается уже рассмотренным случаем внешней синхронизации единичной антенны-генератора.

Проанализируем теперь случай связи между генераторами со сдвигом фазы в сигнале взаимной связи. В рамках уравнений Адлера сдвиг фазы сигнала взаимной связи учитывается путем введения его в уравнения (3-1) и (3-2) в следующей форме:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \omega_{01} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_2 - \theta_1 - \Phi_{12}) \quad (3-11)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \omega_{02} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_1 - \theta_2 - \Phi_{12}) \quad (3-12)$$

В данном случае мы полагаем, что механизм передачи сигналов взаимной связи одинаков для обоих генераторов и сдвиг фазы равен в обоих направлениях. Раскладывая выражения для синусов, получим уравнения в следующем виде:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = [\omega_{01} - \Delta\omega_{lock} \sin \Phi_{12} \cos(\theta_2 - \theta_1)] + \Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12} \sin(\theta_2 - \theta_1) \quad (3-13)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = [\omega_{02} - \Delta\omega_{lock} \sin \Phi_{12} \cos(\theta_1 - \theta_2)] + \Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12} \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (3-14)$$

Вычитая второе уравнение из первого, получаем

$$\frac{d(\theta_1 - \theta_2)}{dt} = (\omega_{01} - \omega_{02}) - 2(\Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12}) \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (3-15)$$

Сравнивая полученное уравнение с (3-3), можно заключить, что полоса захвата теперь изменилась на косинус фазы сигнала взаимной связи. Обозначим эффективную полосу захвата как

$$\Delta\omega_{eff} = \Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12} \quad (3-16)$$

Тогда к системе можно применить выкладки, аналогичные случаю нулевого сдвига фаз сигнала взаимной связи. Важное следствие заключается в том, что если сдвиг фаз составляет  $90^\circ$  или его нечетное кратное, то эффективная полоса захвата равна нулю и генераторы не могут быть синхронизированы.

Далее, если сложить уравнения (3-13) и (3-14), то получим

$$\frac{d(\theta_1 + \theta_2)}{dt} = (\omega_{01} + \omega_{02}) - 2(\Delta\omega_{lock} \sin \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (3-17)$$



и можно заключить, что частота синхронных колебаний в системе 2-х связанных антенн-генераторов в данном случае равна

$$\omega_{ref} = \frac{(\omega_{01} + \omega_{02})}{2} - (\Delta\omega_{lock} \sin \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2), \quad (3-18).$$

и зависит по синусоидальному закону от фазы сигнала взаимной связи. Данное поведение было исследовано и описано в литературе для частного случая связи активного излучателя с его отображением на отражающем элементе в работе [112].

Рассмотрим стабильность поведения системы двух генераторов при наличии сдвига фаз в сигнале взаимной связи. Для этого введем в (3-15) небольшую расстройку фазы генераторов  $\delta$ . Это приведет к следующему дифференциальному уравнению для расстройки:

$$\frac{d\delta}{dt} = -[2(\Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2)]\delta \quad (3-19)$$

Решение данного уравнения имеет вид

$$\delta(t) = e^{-[2(\Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2)]t} \quad (3-20)$$

Таким образом, при  $t \rightarrow +\infty$  расстройка будет стремиться к нулю, если показатель экспоненты отрицателен, т. е.

$$\cos \Phi_{12} \cos(\theta_1 - \theta_2) > 0 \quad (3-21)$$

Это означает, что в случае, когда сдвиг фазы сигнала взаимной связи меньше  $90^\circ$ , то генераторы синхронизируются так, что разности фаз их колебаний составляют менее  $90^\circ$ . Если же сдвиг фазы сигнала взаимной связи больше  $90^\circ$ , то генераторы синхронизируются так, что разности фаз их колебаний составляют более  $90^\circ$ , т. е. в этом случае генераторы будут стремиться работать не синфазно. Такое поведение было предсказано и наблюдалось для некоторых типов активных антенн в работе [113].

Проведенные в данной работе эксперименты [114], показали, что при работе 2-х логопериодических антенн-генераторов, частоты генерации которых различаются менее чем на 50 МГц, может происходить их взаимная синхронизация. В результате осуществляется генерация и излучение матрицы АГ

на одной частоте, приблизительно соответствующей среднему арифметическому от собственных частот антенн. Установлено, что взаимное влияние излучателей осуществляется преимущественно путем возбуждения поверхностных волн в диэлектрической подложке. Если антенны расположены линейно и расстояние между центрами соседних антенн близко к длине волны в диэлектрике, происходит их взаимная синхронизация и когерентное суммирование мощностей излучения антенн-генераторов в пространстве, что подтверждается сужением общей диаграммы направленности (ДН) излучения.

Для обеспечения питания матриц АГ в экспериментальных исследованиях был разработан компактный перестраиваемый источник питания, обеспечивающий независимое питание элементов матриц АГ. Параметры источника позволяют задавать общий режим работы (смещение затвора) и изменять напряжение сток-исток индивидуально для каждого из транзисторов, контролируя при этом ток в данной цепи.

Заметим, что для последовательного включения резонансного контура, условие стабильности принимает вид

$$\cos \Phi_{12} \cos(\theta_1 - \theta_2) < 0, \quad (3-22)$$

и поведение генераторов будет противоположно описанному выше.

В работе [89] авторы экспериментально получили, что оптимальный сдвиг фазы сигнала взаимной связи для параллельной схемы резонансного контура равен четному кратному  $180^\circ$ , а в случае последовательной схемы – нечетному кратному  $180^\circ$ . Таким образом, можно заключить, что для анализа взаимодействия логопериодических антенн-генераторов на единой диэлектрической подложке достаточно хорошо подходит параллельное представление резонансного контура(контуров).

Перейдем теперь к определению условий синхронизации в линейной матрице антенн-генераторов.

### 3.1.2 Синхронизация в линейной матрице антенн-генераторов

Анализ условий синхронизации для матричных структур антенн-генераторов начнем с модели линейной матрицы. Для этого предположим, что генераторы связаны только с соседними генераторами, и что связь между генераторами может быть представлена как некоторая цепь связи, которая присоединена к матрице генераторов, и эта цепь может быть описана в терминах характеристик портов, т. е. с помощью матрицы проводимости или рассеяния.

Аналогично случаю 2-х генераторов можно обобщить уравнения Адлера на случай  $2N+1$  генераторов:

$$\frac{d\theta_i}{dt} = \omega_{0i} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i+1} - \theta_i - \Phi_{i,i+1}) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i-1} - \theta_i - \Phi_{i,i-1}), \quad (3-23)$$

где  $-N < i < N$  – целое число, обозначающее каждый генератор. Для удобства предположим, что количество генераторов нечетно, так что в матрице есть центральный генератор. Это не накладывает значительных ограничений на результаты, и позволяет получить соотношения для различных случаев синхронизации матрицы АГ. С практической точки зрения удобно иметь либо центральный генератор, на который можно подавать внешний сигнал, стабилизирующий генерацию матрицы, либо синхронизировать одновременно все генераторы падающей волной.

Крайние генераторы в линейке связаны только с одним генератором, и их поведение описывается следующими уравнениями

$$\frac{d\theta_{-N}}{dt} = \omega_{0-N} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{-N+1} - \theta_{-N} - \Phi_{-N,-N+1}) \quad (3-24)$$

$$\frac{d\theta_N}{dt} = \omega_{0N} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{N-1} - \theta_N - \Phi_{N,N-1}) \quad (3-25)$$

Из данных уравнений для фазы следует, что без выхода из синхронизации крайние генераторы могут быть расстроены не более чем на одну полосу захвата, в то время как остальные генераторы могут быть расстроены на величину от одной до двух полос синхронизации.

Сделав замену

$$\varphi_i = \theta_i - \omega_{ref} t, \quad (3-26)$$

можно получить выражение для частоты синхронных колебаний в системе связанных антенн-генераторов в стационарном состоянии. В случае сдвига фазы сигналов взаимной связи, кратного  $180^\circ$  получается, что частота синхронных колебаний в системе антенн-генераторов будет равна среднему арифметическому собственных частот отдельных генераторов. Если же фаза взаимной связи не нулевая, но одинакова для всех генераторов, то перепишем выражение (3-23) с использованием (3-26):

$$\frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_{0i} - \omega_{ref} + \Delta\omega_{lock} \sin(\varphi_{1+1} - \varphi_i - \Phi_{i,i+1}) + \Delta\omega_{lock} \sin(\varphi_{i-1} - \varphi_i - \Phi_{i,i-1}) \quad (3-27)$$

При равных сдвигах фаз  $\Phi$  получаем

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_i}{dt} = & (\omega_{0i} - \omega_{ref}) - \Delta\omega_{lock} \sin(\Phi) [\cos(\varphi_{1+1} - \varphi_i) + \cos(\varphi_{i-1} - \varphi_i)] + \\ & + \Delta\omega_{lock} \cos(\Phi) [\sin(\varphi_{1+1} - \varphi_i) + \sin(\varphi_{i-1} - \varphi_i)] \end{aligned} \quad (3-28)$$

или

$$\frac{d\varphi_i}{dt} = (\omega_{0i} - \bar{\omega}_{ref}) + \Delta\omega_{eff} [\sin(\varphi_{1+1} - \varphi_i) + \sin(\varphi_{i-1} - \varphi_i)] \quad (3-29)$$

где

$$\bar{\omega}_{ref} = \omega_{ref} + \Delta\omega_{lock} \sin(\Phi) [\cos(\varphi_{1+1} - \varphi_i) + \cos(\varphi_{i-1} - \varphi_i)] \quad (3-30)$$

и

$$\Delta\omega_{eff} = \Delta\omega_{lock} \cos(\Phi) \quad (3-31)$$

Получили такое же выражение для полосы захвата, как и для случая двух генераторов. А частота ансамбля генераторов изменяется в случае равной фазы в соответствии с выражением (3-30). В частном случае разности фаз между соседними генераторами, равной  $90^\circ$ , частота синхронных колебаний в ансамбле связанных антенн-генераторов становится независимой от фазы взаимной связи, как было замечено в работе [115].

### 3.1.3 Обобщение на случай двумерной матрицы

Практически все аналитические рассуждения, проделанные для линейных матриц, могут быть обобщены на случай двумерных конструкций. Простейшая двумерная матрица представляет массив из линейных матриц, помещенных друг за другом. Полагая связи только с соседними элементами, получаем, что каждый генератор связан с четырьмя другими, и может быть описан по аналогии с (3-23)

$$\frac{d\theta_{ij}}{dt} = \omega_{0ij} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{1+1,j} - \theta_{ij} - \Phi) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i-1,j} - \theta_{ij} - \Phi) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i,j-1} - \theta_{ij} - \Phi) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i,j+1} - \theta_{ij} - \Phi), \quad (3-32)$$

где мы предположили, что все фазы взаимной связи равны. Генераторы нумеруются индексами  $i$  и  $j$  в соответствии с ортогональными направлениями  $x$  и  $y$ . Четыре синусоидальные составляющие отвечают за связи с четырьмя ближайшими соседями. Вследствие этого, при нулевой фазе взаимной связи, центральный генератор может быть расстроен на величину в четыре полосы захвата, и при этом матрица останется взаимно синхронизированной. Аналогично, угловые генераторы могут быть расстроены на две полосы захвата. Наибольшая разрешенная расстройка остальных генераторов находится в пределах от четырех до двух полос захвата одиночного генератора. Эффекты одинаковой фазы взаимной связи могут быть определены аналогично случаю линейной матрицы. Таким образом, эффективная полоса захвата и сдвиг частоты синхронных колебаний в ансамбле представляются в виде функции от сдвига фазы взаимной связи.

Как показали наши экспериментальные исследования, при создании на одной подложке двумерной матрицы АГ, несмотря на наличие частотной синхронизации, синхронное по фазе взаимодействие колебаний всех АГ в условиях экспериментов обеспечивалось лишь в некоторых случаях, в зависимости от размеров и расстояния между антеннами, в результате чего в ходе большинства экспериментов формировалась многолучевая ДН. Данное поведение,

по-видимому, связано с тем, что в реальности все элементы в матрицах АГ взаимодействуют друг с другом, а не только с соседними АГ.

Решить проблему синхронизации по частоте и по фазе большого количества независимых излучателей можно с помощью облучения матрицы АГ внешним полем. Перейдем теперь к анализу характеристик многоэлементных антенно-генераторов под влиянием внешнего гармонического синхронизирующего сигнала.

### 3.2 Воздействие внешнего синхросигнала

Рассмотрение внешней синхронизации начнем со случая линейной матрицы. В общем случае, когда внешний сигнал прикладывается к  $p$ -му генератору, можно записать соответствующее уравнение для фазы в следующей форме:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_i}{dt} = & \omega_{0i} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i+1} - \theta_i - \Phi_{i,i+1}) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i-1} - \theta_i - \Phi_{i,i-1}) + \\ & + \delta_{ip} \Delta\omega_{lock,p,inj} \sin(\theta_{inj} - \theta_p - \Phi_{p,inj}) \end{aligned} \quad (3-33)$$

где  $\delta_{ip}$  - дельта-функция, а  $\Delta\omega_{lock,p,inj}$  - полоса захвата между внешним сигналом и генератором матрицы, в который инжектируется сигнал. Заметим, что фаза внешнего сигнала должна быть в пределах  $90^\circ$  по отношению к фазе генератора, чтобы матрица оставалась синхронизированной. Для простоты предположим, что все фазы взаимной связи равны нулю, и что разница фаз всех генераторов мала, т. е. можно произвести линеаризацию. Затем, подставляя (3-26) и проведя линеаризацию, можно получить:

$$\frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_{0i} - \omega_{ref} + \Delta\omega_{lock} \sin(\varphi_{i+1} - 2\varphi_i + \varphi_{i-1}) - \delta_{ip} \Delta\omega_{lock,p,inj} \sin(\varphi_p - \varphi_{inj}) \quad (3-34)$$

В итоге можно получить следующее матричное уравнение [111]:

$$[s[I] - [M] + [d]][\tilde{\varphi}] = [\Delta\tilde{\Omega}_{ume}] + r[\tilde{\varphi}_{inj}], \quad (3-35)$$

где  $[\varphi]$  –  $2N+1$  элементный вектор фаз генераторов,  $[M]$  –  $(2N+1)$  на  $(2N+1)$  матрица коэффициентов,  $\tau = \Delta\omega_{lock}t$ ,  $[\Delta\Omega_{tune}] = \left[ \frac{\omega_{0i} - \omega_{ref}}{\Delta\omega_{lock}} \right]$  – вектор расстроек по отношению к частоте ансамбля.  $[d]$  – матрица с одним ненулевым элементом  $r$  на позиции  $pp$  на ее диагонали, а  $[\varphi_{inj}]$  – вектор с единственным ненулевым компонентом, находящимся на месте  $p$ , тильды обозначают преобразование Лапласа по отношению к масштабированному времени  $\tau$

$$r = \frac{\Delta\omega_{lock,p,inj}}{\Delta\omega_{lock}}. \quad (3-36)$$

Производя необходимые выкладки, можно выразить решение в переменных собственных векторов и собственных значений [111]. Однако для случая, когда внешний сигнал подается на все элементы матрицы, решение можно упростить. Элементы матрицы  $[d]$ , как и элементы  $[\varphi_{inj}]$  равны друг другу. Тогда (3-35) принимает вид

$$[s[I] - \bar{M}][\tilde{\varphi}] = [\bar{\Delta}\tilde{\Omega}_{tune}], \quad (3-37)$$

$$\text{где } \bar{M} = [M] - [d], \quad (3-38)$$

$$\text{а } [\bar{\Delta}\tilde{\Omega}_{tune}] = [\Delta\tilde{\Omega}_{tune}] + r[\tilde{\varphi}_{inj}]. \quad (3-39)$$

Решение уравнения (3-37) может быть найдено в форме [111]:

$$[\varphi] = \frac{\tau}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \bar{\Delta}\Omega_{tune,i} - \sum_{n=-N}^N \frac{[\bar{\Delta}\Omega_{tune}] \bullet [V_T]_n}{\lambda_{Tn} [V_T]_n \bullet [V_T]_n} [V_T]_n (1 - e^{\lambda_{Tn}\tau}) - \sum_{n=0}^N \frac{[\bar{\Delta}\Omega_{tune}] \bullet [V_U]_n}{\lambda_{Un} [V_U]_n \bullet [V_U]_n} [V_U]_n (1 - e^{\lambda_{Un}\tau}) \quad (3-40)$$

Первое слагаемое, отвечающее нулевому собственному вектору, показывает, что в стационарном состоянии частота синхронных колебаний в системе связанных генераторов матрицы вне полосы захвата сдвинута на величину средней расстройки, т. е. сумму элементов вектора  $[\bar{\Delta}\Omega_{tune}]$ , деленную на число генераторов.

Необходимо заметить, что в случае, если инжектируемый сигнал отличается по фазе достаточно сильно, то элементы правой части (3-39) могут превысить единицу и таким образом генераторы перестанут быть синхронизированными. Этот феномен был изучен в [116] путем изменения угла падения облучающего сигнала на матрицу антенн-генераторов. С увеличением угла падения разность фаз сигналов, приходящих на соседние генераторы, увеличивалась, и при некотором угле падения генераторы рассинхронизировались.

Для определения влияния внешнего сигнала на двумерную матрицу антенн-генераторов необходимо провести выкладки, аналогичные случаю линейной матрицы. Однако, ключевое предположение, позволяющее получить аналитические выкладки в случае двумерной матрицы антенн-генераторов, заключается в разделении поведения двух ортогональных направлений. То есть определяется, что двумерное распределение фазы является произведением двух одномерных распределений:

$$V_{i,j} = v_i v_j \quad (3-41)$$

В этом случае решение матричного уравнения может быть получено аналогично случаю одномерной матрицы. В интересующем нас случае воздействия внешнего сигнала на все элементы матрицы антенн-генераторов получим следующее уравнение для расстройки, аналогичное случаю одномерной матрицы

$$[\bar{\Delta} \tilde{\Omega}_{tune}] = [\Delta \tilde{\Omega}_{tune}] + r[\tilde{\varphi}_{inj}] \quad (3-42)$$

Для экспериментального исследования возможности синхронизации многоэлементной активной антенны в данной работе использовалась установка, схема которой приведена на рис. 3.1. Облучение матрицы полем синхросигнала, а также прием излучения АГ производилось через рупорные антенны.

Воздействие внешним электромагнитным полем с линейной поляризацией на матрицу АГ производилось с помощью излучающей рупорной антенны, помещенной на поворотную платформу и вращающуюся вместе с исследуемой матрицей. Приемная измерительная и излучающая синхросигнал антенны



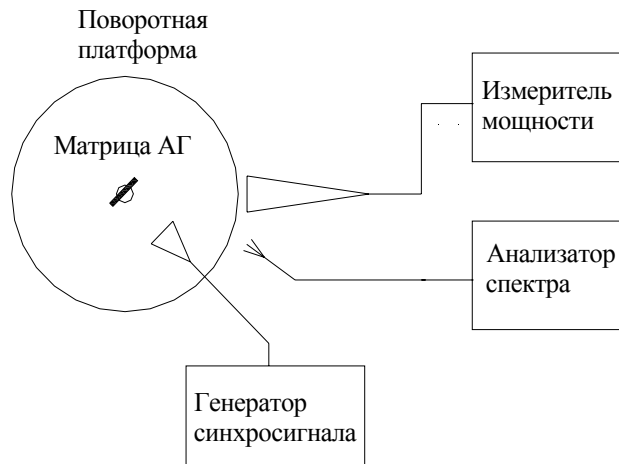


Рисунок 3.1. Схема установки для исследования синхронизации антенн-генераторов внешним электромагнитным полем.

располагались в дальней зоне и своим присутствием не оказывали заметного влияния на режим генерации и излучения матрицы АГ. Спектр электромагнитного поля регистрировался панорамным анализатором спектра HP 8566A с разрешением по высокой частоте 100 КГц.

Как было отмечено в главе 2, под воздействием внешнего сигнала собственная частота АГ может перестраиваться в пределах до 150 МГц при потоке мощности порядка  $100 \text{ мкВт/см}^2$  (мощность источника, необходимая для синхронизации одной АГ на порядок меньше генерируемой). В случае нескольких генераторов исследовалась возможность синхронизации внешним полем как работающих совместно и уже взаимно синхронизированных антенн-генераторов, так и работающих автономно. В случае уже взаимно синхронизированных АГ, диапазон частот внешнего сигнала, в котором имеет место синхронизация на частоте внешнего сигнала (полоса внешней синхронизации) зависит от количества работающих антенн-генераторов и потока мощности электромагнитного поля, воздействующего на АГ (рис. 3.2). Из рисунка видно, что при увеличении количества одновременно работающих АГ полоса синхронизации внешним сигналом уменьшается и монотонно растет по мере увеличения потока мощности электромагнитного поля, воздействующего на матрицу.

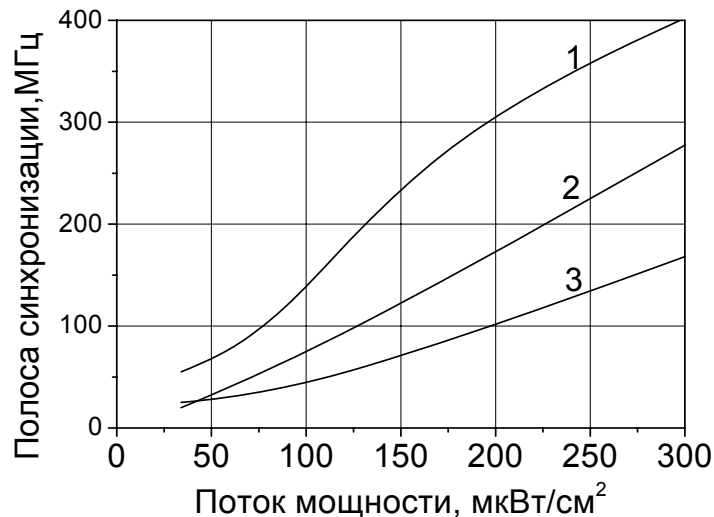


Рисунок 3.2. Зависимость полосы внешней синхронизации для отдельно взятой АГ (1) и линейных матриц из двух (2) и трех (3) взаимно синхронизированных АГ от потока мощности синхросигнала.

В случае одновременной работы нескольких излучателей в матрице и отсутствия между ними взаимной синхронизации, возможность внешней синхронизации определяются многими факторами – количеством АГ, расстройкой собственных частот и разбросом мощности генерации излучателей, геометрическим положением антенн, потоком мощности синхросигнала в месте расположения АГ. В линейной решетке из трех АГ синхронизация в внешнем поле с потоком мощности  $300 \text{ мкВт/см}^2$  достигается при условии, что разность двух соседних частот не превышает величину порядка  $150 \text{ МГц}$ . Это в несколько раз превышает допустимый разброс частот, при котором имеет место взаимная синхронизация.

Изменение спектров излучения линейной матрицы при внешней синхронизации представлено на рис. 3.3. В приведенном на рис. 3.3а примере собственные частоты трех АГ расположены в диапазоне  $250 \text{ МГц}$ , и в отсутствие синхросигнала, за счет взаимодействия между генераторами, устанавливается асинхронный режим с многочастотным спектром колебаний. При воздействии внешнего синхросигнала вне полосы захвата наблюдается взаимная синхронизация (рис. 3.3б) и устанавливается генерация всех антенн-генераторов

на общей частоте, отличной от частоты воздействующего синхросигнала.

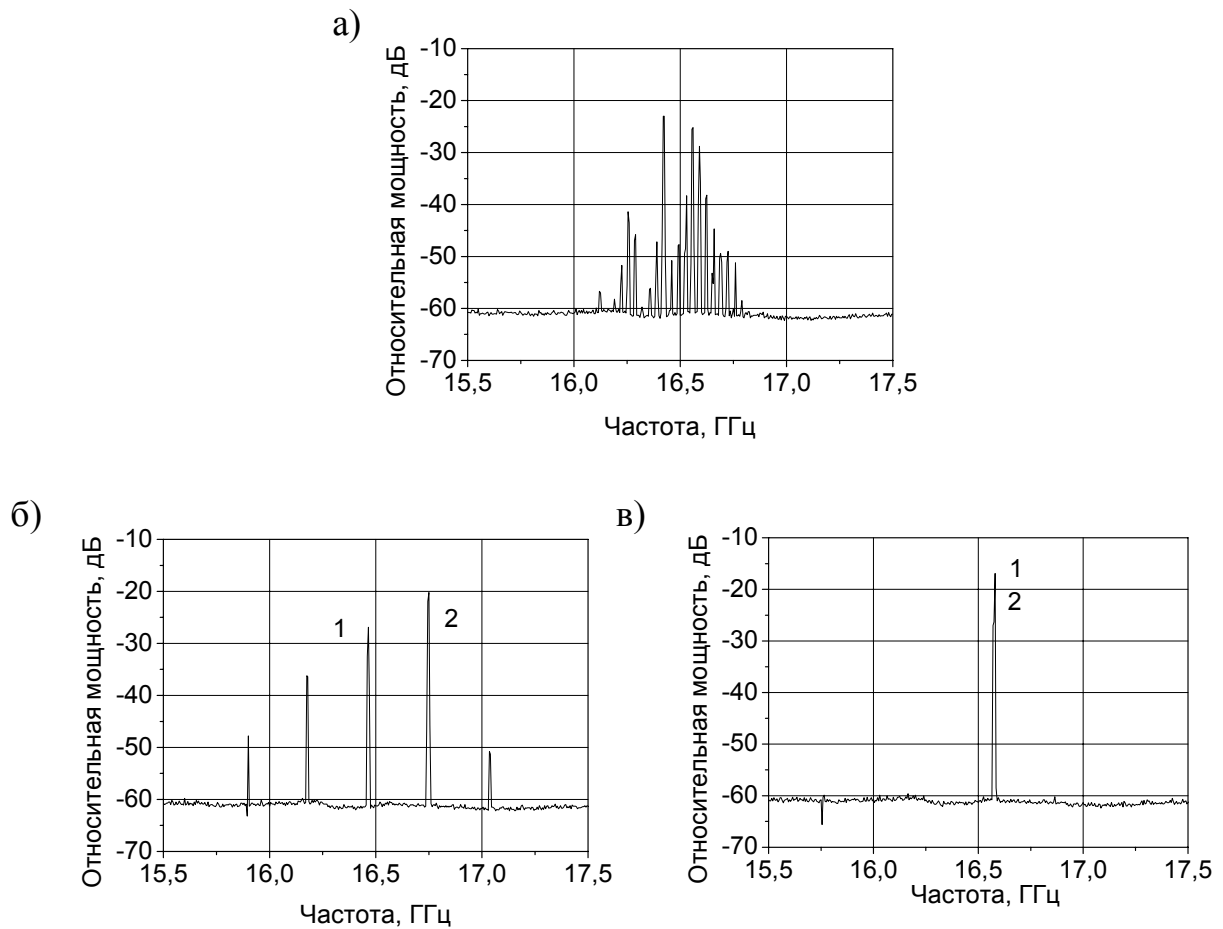


Рисунок 3.3. Изменение спектра излучения матрицы из 3-х АГ при синхронизации внешним сигналом: 1 – частота излучения АГ, 2 – частота внешнего сигнала.

Результирующий спектр излучения содержит общую частоту генерации (1), частоту синхросигнала (2) и комбинационные составляющие между ними. При перестройке и вхождении синхросигнала в полосу синхронизации (~150 МГц) наблюдается полная синхронизация (захват) всей матрицы АГ на частоте синхросигнала (рис. 3.3в).

На рис. 3.4 приведены диаграммы направленности матрицы из трех АГ для различных случаев синхронизации, а в таблице 3.1 - результаты измерения параметров излучения.

Измерялись ширина ДН  $\varphi$  по уровню -3 дБ, мощность излучения  $P_{\text{изм}}$  в максимуме ДН и полная мощность генерация  $P_0$ :

$$P_0 = P_{\text{изм}} \left( \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{G_{\text{ант}} G_{\text{руп}}}, \quad (3-43)$$

где  $G_{\text{ант}}$  и  $G_{\text{руп}}$  коэффициенты направленного действия (КНД) антенны-генератора и приемной рупорной антенной соответственно;  $R$  – расстояние между АГ и приемной антенной. КНД антенны-генератора рассчитывался из ширины главного лепестка на уровне -3 дБ в двух плоскостях.

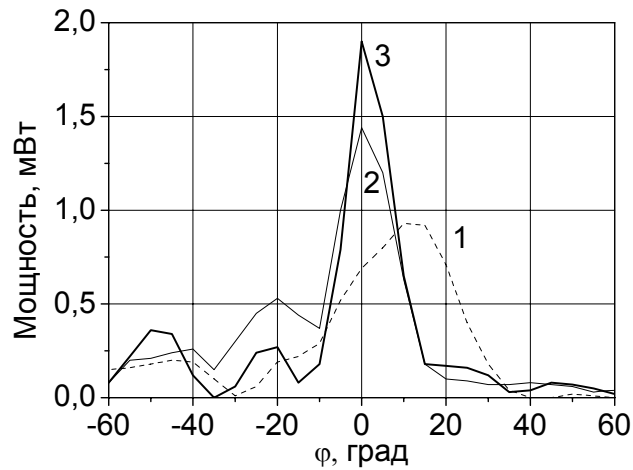


Рисунок 3.4. Диаграммы направленности излучения матрицы: 1 - АГ не синхронизированы; 2 – взаимная синхронизация; 3 – внешняя синхронизация.

Таблица 3.1. Параметры излучения матрицы АГ в различных режимах синхронизации.

Параметры излучения	$\varphi$ , град	$P_{\text{изм}}$ , мВт	$P_0$ , мВт
Одиночная АГ	65	0,17	7
Без синхронизации	30	0,93	14,90
Взаимная синхронизация	17	1,44	13,7
Внешняя синхронизация	13	1,9	14

Приведенные на рис. 3.4 диаграммы направленности измерялись в плоскости, проходящей через ось решетки. В перпендикулярной плоскости ширина ДН матрицы равна ширине ДН одиночной антенны.

Из приведенных на рисунке 3.4 и в таблице 3.1 данных видно, что в линейной матрице частичное сужение диаграммы направленности может иметь место и в случае отсутствия синхронизации за счет асинхронного взаимодействия между АГ. Однако ДН достаточно широкая, и максимум ее отклоняется от нормали. Взаимная синхронизация позволяет получить суммирование мощностей, а ширина ДН уменьшается в четыре раза по сравнению с автономно работающей антенной. Наличие синхросигнала приводит к дополнительному сужению диаграммы направленности и росту излучаемой мощности. Как было показано в главе 2, под воздействием синхросигнала происходит значительное сужение ДН одиночной антенны генератора, что также способствует общему сужению диаграммы направленности матрицы.

### **3.3 Анализ параметров взаимной связи**

Исследования условий синхронизации матриц антенн-генераторов в предыдущих разделах проведены без подробного изучения коэффициентов взаимной связи. Для анализа достаточно было предположения, что взаимная связь осуществляется с некоторой определенной величиной и распределением фазы. Установлено, что основную роль во взаимодействии изучаемых антенн-генераторов на общей подложке играют поверхностные волны в диэлектрике. Теперь проведем исследование зависимости коэффициента взаимной связи от параметров генераторов. При анализе параметров взаимной связи в применении к изучаемым нами матрицам логопериодических антенн-генераторов, сделаем два упрощающих предположения: сила взаимной связи полагается малой (случай слабой связи), а добротность контура взаимной связи предполагается гораздо

меньшей по сравнению с добротностью генератора, так что взаимная связь может рассматриваться не зависящей от частоты в пределах рабочей полосы частот генератора. Также важно, чтобы сопротивление нагрузки с учетом цепей взаимной связи было меньше, чем отрицательное сопротивление активного элемента, т. е. может поддерживаться режим автогенерации.

В общем случае антенны-генераторы могут рассматриваться как связанные некоторой многопортовой цепью взаимной связи, к портам которой они присоединяются [117]. Для упрощения анализа предположим, что матрица антенн-генераторов является бесконечной линейной матрицей и что все генераторы находятся в одинаковых условиях. Пусть цепь взаимной связи является периодической с периодом, укладывающимся между соседними генераторами. В данных предположениях проанализируем поведение коэффициента взаимной связи. Первое следствие данных условий заключается в том, что матрица проводимости будет иметь одинаковые диагональные элементы  $Y_{11}$ , а также равные элементы вне диагонали  $Y_{12}$ .

Рассматривая только цепь взаимной связи, мы можем записать для нее уравнения в терминах матрицы комплексного импеданса:

$$[Z][I_{port}] = [V_{port}], \quad (3-44)$$

где векторными компонентами являются ток и напряжения на портах. Данный подход, аналогичен применяемому в анализе фазированных матриц для определения соотношений между коэффициентами взаимной связи и коэффициентами отражения матрицы [118]. Поскольку цепь является периодической, то элементы матрицы импеданса принимают форму

$$Z_{mn} = Z_{nm} = Z_l, \quad (3-45)$$

где индексы  $m$  и  $n$  находятся в пределах от  $-\infty$  до  $+\infty$ . В данном случае индекс  $l$  обозначает удаленность элемента от главной диагонали матрицы. Периодичность взаимной связи также дает нам, что компоненты собственных векторов  $[w]_{\Delta\varphi}$  матрицы импеданса будут иметь равномерное увеличение фазы и равномерную

амплитуду на портах. Таким образом, элементы собственного вектора с межпортовой разностью фаз  $\Delta\varphi$  имеют вид

$$w_m = e^{jm\Delta\varphi} \quad (3-46)$$

Определяя

$$[I_{port}] = I_{\Delta\varphi}[w]_{\Delta\varphi} \quad (3-47)$$

$$[V_{port}] = V_{\Delta\varphi}[w]_{\Delta\varphi}, \quad (3-48)$$

все уравнения в системе уравнений (3-44) принимают вид

$$\left( \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Z_l e^{jl\Delta\varphi} \right) I_{\Delta\varphi} = V_{\Delta\varphi} \quad (3-49)$$

И, подставляя элементы матрицы  $Z_l$ , получим

$$I_{\Delta\varphi} = V_{\Delta\varphi} (Y_{11} + Y_{12} e^{j\Delta\varphi} + Y_{12} e^{-j\Delta\varphi}) \quad (3-50)$$

Подставляя выражения (3-50) в (3-49), получаем

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} Z_l e^{jl\Delta\varphi} = \frac{1}{Y_{11} + 2Y_{12} \cos \Delta\varphi}, \quad (3-51)$$

которое представляет собой ряд Фурье с коэффициентами

$$Z_l = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{-jl\alpha} d\alpha}{Y_{11} + 2Y_{12} \cos \alpha} \quad (3-52)$$

В результате интегрирования можно получить

$$Z_l = \frac{1}{\sqrt{Y_{11}^2 - 4Y_{12}^2}} \left( \frac{\sqrt{Y_{11}^2 - 4Y_{12}^2} - Y_{11}}{2Y_{12}} \right)^l \quad (3-53)$$

Таким образом, получается, что в случае периодичности взаимной связи, все элементы матриц импеданса и проводимости выражаются всего через два параметра -  $Y_{11}$  и  $Y_{12}$ .

Теперь определим комплексные коэффициенты взаимной связи. Пусть напряжение на  $n$ -ом порту будет  $V_n$ , а ток -  $I_n$ . Установим выражение для эквивалентной цепи Нортон в  $(n+1)$ -м порту. Напряжение разомкнутой цепи равно

$$V_{oc} = I_n Z_1, \quad (3-54)$$

а ток короткого замыкания равен

$$I_{sc} = -V_n Y_{12} \quad (3-55)$$

Таким образом, нортоновская проводимость равна

$$Y_N = \frac{-V_n Y_{12}}{I_n Z_1} = \frac{-Y_{12}}{Y_{11} Z_1} = -\frac{Y_{11}^2 - 4Y_{12}^2 - Y_{11} \sqrt{Y_{11}^2 - 4Y_{12}^2}}{2Y_{11}} \quad (3-56)$$

Теперь, используя эквивалентную цепь Нортона и присоединяя проводимость нагрузки  $G_L$  к порту, получим выражение для напряжения на  $(n+1)$ -м порту

$$V_{n+1} = I_{sc} \frac{1}{G_L + Y_N} = -V_n \frac{Y_{12}}{G_L + Y_N} \quad (3-57)$$

Комплексный коэффициент связи  $\kappa$  определяется как отношение напряжения на  $(n+1)$ -м порту к напряжению на  $n$ -м порту, т. е.

$$\kappa = \frac{-Y_{12}}{G_L + Y_N} \quad (3-58)$$

В случае приближения слабой связи  $Y_{12}$  мала, и, следовательно, мала  $Y_N$ . Тогда получаем следующее приближение для  $\kappa$

$$\kappa \approx \frac{-Y_{12}}{G_L} \quad (3-59)$$

Этот коэффициент определяет полосу захвата, поскольку сигнал, приходящий на генератор  $i$  от соседнего генератора  $j$ , представляет собой амплитуду сигнала генератора  $A_j$ , умноженную на коэффициент  $\kappa$ , так что полоса захвата определяется выражением

$$\Delta\omega_{lock} = \frac{\omega_{0i}}{2Q} \frac{\kappa A_j}{A_i} \approx -\frac{Y_{12} \omega_{0i}}{2QG_L} \quad (3-60)$$

Таким образом, коэффициент взаимной связи и, следовательно, полоса синхронизации линейки антенн-генераторов оказываются прямо пропорциональны  $Y_{12}$ . Еще раз отметим, что данное выражение верно лишь в приближении слабой связи, т. е.  $Y_{12} \ll G_L$ .

Если ток инжектируется в  $n$ -й порт, в то время как остальные порты цепи взаимной связи остаются разомкнутыми, то напряжение на  $n+m$ -м порту будет, как следует из матрицы импеданса, в  $Z_m/Z_0$  раз меньше напряжения на



инжектируемом порту. Т. е. напряжение разомкнутых портов появляется на всех портах цепи взаимной связи, а не только на соседних портах. С данной точки зрения все порты в действительности влияют на все, а не только на ближайших соседей. Ограниченное влияние следует из закороченности портов, а не из ограниченной связи. Имея это в виду, определим показатель связи в цепи, как отношение напряжений на разомкнутых соседних портах, когда ток инжектируется в  $n$ -й порт, а все остальные порты разомкнуты. Из выражения (3-53) данное отношение представляет собой

$$\gamma = \frac{\sqrt{Y_{11}^2 - 4Y_{12}^2} - Y_{11}}{2Y_{12}} \quad (3-61)$$

Для случая слабой связи получаем

$$\gamma = \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} \quad (3-62)$$

Здесь мы исключили связь с не ближайшими соседями, ограничиваясь первым порядком приближения. Этот результат может быть также получен, если определять показатель связи, прикладывая напряжение к  $n$ -му порту, закоротив все остальные порты, и взяв отношение тока в  $n+1$ -му порту к току в  $n$ -м порту. Это происходит, поскольку  $G_L$  велико по сравнению с  $Y_{12}$ , связь является слабой и все порты практически закорочены.

Коэффициент связи в выражении (3-60) для полосы захвата зависит как от нагрузки генератора, так и от цепи взаимной связи. Можно разделить эти две зависимости, записав выражение (3-59) в форме

$$\kappa \approx \left( \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} \right) \left( \frac{Y_{11}}{G_L} \right) = \gamma \nu \quad (3-63)$$

В полученном выражении первый множитель  $\gamma$  характеризует цепь взаимной связи, а второй множитель  $\nu$  отражает связь генератора с цепью взаимной связи.

Для случая двумерных матриц антенн-генераторов может быть применен похожий подход и получены выражения для коэффициента связи, аналогичные (3-59), (3-62) и (3-63). В зависимости от структуры расположения элементов в

двумерной матрице один генератор может быть связан с разным количеством соседних генераторов, что будет приводить к различным структурам матрицы проводимости. Так, в случае ортогональной решетки каждый из генераторов связан с четырьмя соседними генераторами, и матрица проводимости является блочной тридиагональной. Каждый диагональный блок является тридиагональным, а внедиагональные элементы являются диагональными блоками. Обозначим диагональные элементы  $Y_d$ , внедиагональные элементы диагональных блоков -  $Y_x$ , а диагональные элементы внедиагональных блоков -  $Y_y$ . Тогда аналоги выражения (3-63) представляют собой [111]:

$$\kappa_x \approx - \left( \frac{Y_x}{Y_d + 2Y_y} \right) \left( \frac{Y_d + 2Y_y}{G_L} \right) \quad (3-64)$$

$$\kappa_y \approx - \left( \frac{Y_y}{Y_d + 2Y_x} \right) \left( \frac{Y_d + 2Y_x}{G_L} \right) \quad (3-65)$$

Вернемся теперь к выражению (3-60). В случае исследуемых матриц активных логопериодических антенн максимальная полоса взаимной синхронизации 2-х антенн достигает 50 МГц. При добротности единичной антенны-генератора около 100 это означает, что в данном случае коэффициент взаимной связи близок к единице. Таким образом, максимальная полоса синхронизации обеспечивается в условиях сильной связи, и приведенные выше выкладки для нее не будут действовать в полной мере. Хотя в исследуемых конструкциях и отсутствуют металлические линии связи, сильная связь в данном случае может обеспечиваться за счет эффективного распространения поверхностных волн в диэлектрике при некоторых его толщинах. Для минимизации нежелательных эффектов сильной связи необходимо использовать тонкие диэлектрики с небольшим значением коэффициента диэлектрической проницаемости, однако в данном случае полоса взаимной синхронизации будет заметно меньшей.

В литературе также известны случаи рассмотрения нарушения предположений слабой и широкополосной связи. Например, в [69] авторы изучили случай сильной связи и показали, что ее наличие приводит к

многомодовому режиму генерации, в котором только одна мода имеет постоянную амплитуду. Также авторы показали, что все паразитные моды могут быть подавлены путем помещения резисторов некоторого номинала в центральные точки цепей взаимной связи. Влияние узкополосной взаимной связи было изучено в работе [119]. Недавно результаты этих работ были перепроверены в работе [120], результаты которой показали, что в случае сильной взаимной связи полоса синхронизации увеличивается (что также соответствует результатам наших исследований), а также уменьшаются фазовые шумы, но при этом нарушается предположение о широкополосности взаимной связи и теоретическое рассмотрение значительно усложняется.

В заключение необходимо отметить, что для взаимной связи есть еще несколько важных параметров, которые могут существенно влиять на поведение ансамбля антенн-генераторов. Первый параметр – это добротность контура взаимной связи, которая связана с рабочей полосой ансамбля генераторов. Вторая значимая характеристика – нагрузка, оказываемая цепью взаимной связи на генератор, она определяет процент энергии, отводимой на взаимодействие между элементами матриц антенн-генераторов.

### **3.4 Выводы**

В данной главе определены основные соотношения для частоты излучения ансамбля антенн-генераторов в синхронном режиме, как в линейной, так и в двумерной матрицах. Установлено, что в случае нулевой фазы взаимной связи результирующая частота будет представлять собой среднее арифметическое собственных частот отдельных антенн-генераторов.

Из результатов экспериментов следует, что для микрополосковой логопериодической активной антенны на диэлектрической подложке хорошо подходит модель параллельной схемы нагрузки.

Полоса синхронизации для различных элементов матрицы при нулевой фазе сигнала взаимной связи изменяется от одной величины полосы захвата единичного элемента до 4-х в зависимости от конфигурации матрицы и положения рассматриваемого элемента.

В случае слабой связи и малой добротности цепи взаимной связи для ненулевой фазы сигнала взаимной связи коэффициент связи, определяющий полосу захвата, зависит как от нагрузки генератора, так и от цепи взаимной связи. В данных предположениях получено выражение для коэффициента взаимной связи через элементы матрицы проводимости. При этом установлено, что в исследуемых антеннах наибольшая полоса синхронизации достигается в условиях сильной взаимной связи, осуществляемой через поверхностные волны в диэлектрике.

Экспериментально установлено, что при расположении на одной подложке линейной матрицы из трех антенн-генераторов, они могут быть введены в синхронный режим либо за счет взаимодействия через подложку (при разности собственных частот колебаний менее 50 МГц), либо полем внешнего синхросигнала (при разности частот до 150 МГц), что втрое превышает полосу взаимной синхронизации.

В результате суммирования мощностей диаграмма направленности синхронизированной матрицы в плоскости, проходящей через продольную ось решетки, сужается пропорционально числу работающих антенн-генераторов, а мощности суммируются.

## **Глава 4. Возможности повышения эффективности многоэлементных антенн-генераторов и их применения в качестве источников микроволнового излучения**

Как мы показали, активные микрополосковые логопериодические антенны при определенных условиях способны служить источником микроволнового излучения, в том числе и в составе многоэлементных матриц. Однако с увеличением количества генераторов становится все сложнее осуществить их взаимную синхронизацию и получить эффективное суммирование мощностей. В данной главе мы рассмотрим некоторые способы повышения коэффициента взаимной связи, а также возможности эффективного вывода излучения в планарные диэлектрические конструкции и особенности применения активных антенн в миллиметровом диапазоне волн.

### **4.1 Синхронизация в резонаторе с полупрозрачным диэлектрическим зеркалом**

Рассмотренная нами активная антенна может служить элементом квазиоптического устройства для суммирования мощностей в пространстве. Для этого необходимо осуществить частотную и фазовую синхронизацию матрицы антенн-генераторов, расположенных на общей диэлектрической подложке.

Внешняя синхронизация позволяет значительно увеличить полосу синхронизации антенн-генераторов и повысить эффективность суммирования мощностей, но требует включения в схему внешнего источника синхросигнала, что значительно усложняет ее реализацию. Как мы убедились в процессе исследований, результаты которых приведены предыдущей главе, повышение коэффициента взаимной связи также ведет к увеличению полосы синхронизации матрицы активных антенн. В данной работе также исследовалась возможность

увеличения степени взаимодействия между АГ и, соответственно, увеличения полосы взаимной синхронизации применением резонатора на основе полупрозрачного диэлектрического зеркала.

В работе исследовались как автономно работающая одиночная антенна-генератор, так и два типа матриц – линейная 1x3 и двумерная 2x2 матрицы. Антенны логопериодического типа размещались на диэлектрической подложке с расстоянием между центрами симметрии для соседних антенн  $\sim 1,5\lambda_d$ , где  $\lambda_d$  – длина волны в диэлектрике. Обратная сторона подложки имела металлическое покрытие. Диэлектрическая пластинка из поликора с  $\epsilon = 9,8$  или из ФЛАНА с  $\epsilon = 2,8$  представляла собой полупрозрачное зеркало и образовывала с металлическим покрытием подложки резонатор (рис. 4.1).

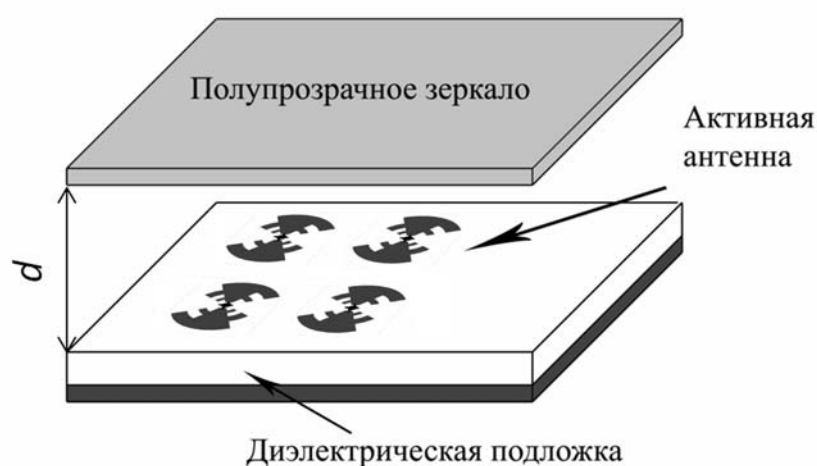


Рисунок 4.1. Схема антенны-генератора с диэлектрическим зеркалом.

В качестве активных элементов использовались полевые транзисторы NE350184C с рабочей частотой до 20 ГГц, напряжение сток-исток 2,5 В, ток – около 20 мА. Основная частота генерации АГ составляла 16,5 ГГц и могла изменяться при регулировке напряжений питания транзистора в диапазоне до 100 МГц. Для измерения диаграммы направленности матрицы антенн-генераторов излучаемая мощность принималась рупорной антенной и регистрировалась измерителем мощности. Спектр электромагнитного поля регистрировался

панорамным анализатором спектра HP 8566A с разрешением по высокой частоте 100 КГц.

Исследование показало, что расположение диэлектрической пластины с фронтальной стороны антенны-генератора приводит к изменению мощности излучения, и это изменение носит периодический характер в зависимости от расстояния  $d$  между плоскостями антенны и диэлектрического зеркала (рис. 4.2).

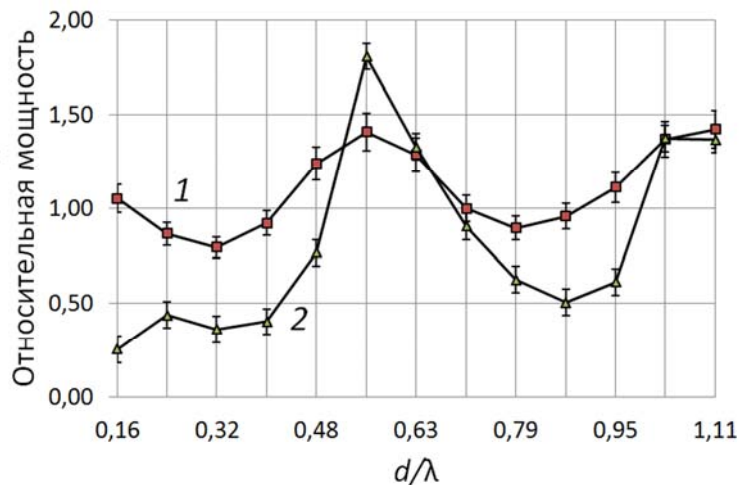


Рисунок 4.2. Зависимость мощности излучения в пике от положения пластины (в долях длины волны): 1 – ФЛАН ( $\epsilon = 2,8$ ), 2 – поликор ( $\epsilon = 9,7$ ).

На рисунке 4.3 показано изменение формы диаграммы направленности антенны-генератора (АН) в зависимости от положения диэлектрической пластины.

Из графиков на рис. 4-2, 4-3а и 4-3б можно заключить, что при малых расстояниях формируется двухлучевая диаграмма направленности и мощность излучения в направлении главного пика уменьшается. При  $d \sim 0,5\lambda$  условия суперпозиции волн в нормальном направлении являются оптимальными. Коэффициент направленного действия антенны (КНД) повышается и может достигать 30, при этом в отсутствие полупрозрачного зеркала КНД антенны составляет величину порядка 8.

Чтобы проанализировать условия формирования ДН, было проведено компьютерное моделирование антенны-генератора с диэлектрическим полупрозрачным зеркалом и расчет распределения плотности энергии

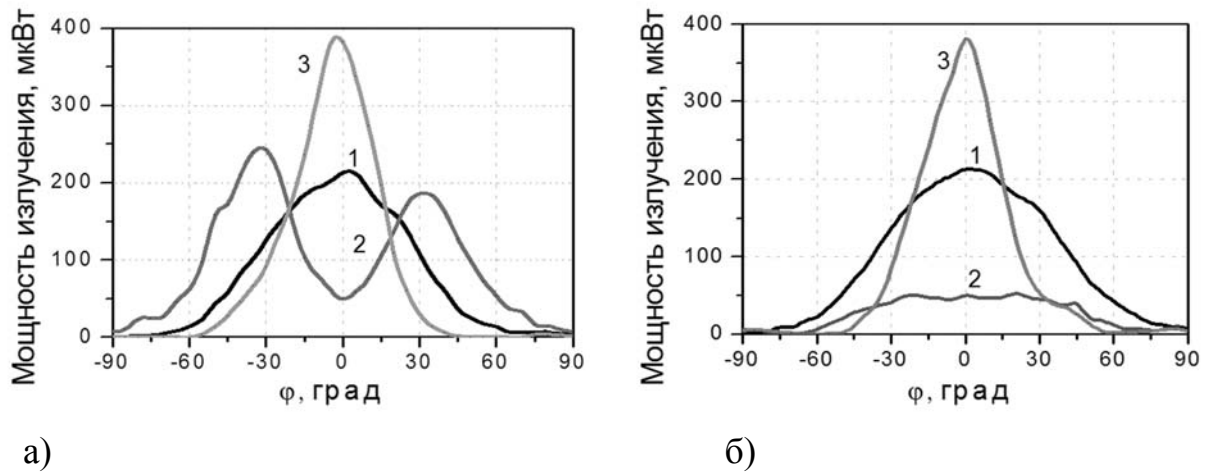


Рисунок 4.3. Диаграммы направленности в двух плоскостях (а – Е-плоскость, б – Н-плоскость) антенны-генератора в зависимости от положения диэлектрической пластины: 1 – в отсутствие зеркала; 2 – зеркало на расстоянии  $0,16\lambda$ ; 3 – зеркало на расстоянии  $0,54\lambda$ .

электромагнитного поля, излучаемого антенной. Для всех исследуемых конфигураций антенны строились диаграммы направленности и определялось распределение плотности энергии в плоскости антенны на основной собственной частоте антенны. Из расчета распределения плотности энергии (рис. 4.4) видно, что в присутствии полупрозрачного зеркала происходит значительное перераспределение плотности энергии излучения в плоскости антенны.

Поскольку логопериодическую антенну можно рассматривать как набор излучателей, в качестве которых выступают вибраторы – зубцы антенны,

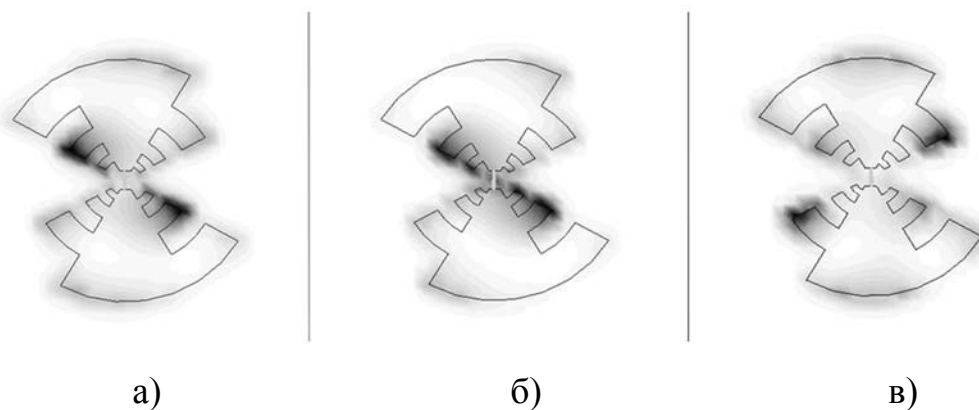


Рисунок 4.4. Распределение плотности энергии в плоскости антенны для различных положений диэлектрической пластины: а) в отсутствии зеркала, б) расстояние до зеркала  $d = 0,1\lambda$ , в) расстояние до зеркала  $d = 0,5\lambda$ .



результатирующая ДН формируется в результате суперпозиции волн от различных зубцов, разнесенных в пространстве. Изменение параметров резонатора приводит к перераспределению мощности различных элементарных излучателей и, следовательно, к изменению формы ДН, что хорошо видно на рисунках.

В данной работе исследовалась возможность применением резонатора увеличить степень связанности между АГ и, таким образом, увеличить полосу взаимной синхронизации в матрице АГ. В результате экспериментов было обнаружено, что расположение пластины из поликора параллельно плоскости антенн на расстоянии  $d \sim 0,5\lambda$  приводит к увеличению полосы взаимной синхронизации соседних генераторов до 140 МГц. Данное значение почти втрое превышает полосу взаимной синхронизации в случае взаимодействия антенн за счет распространения поверхностной волны в подложке. Это можно объяснить тем, что отраженный сигнал образует стоячую волну, которая стимулирует синхронный режим генерации в матрице АГ.

Как показано в главе 3, в случае линейной матрицы наблюдалась возможность суммирования мощностей и в условиях взаимной синхронизации без использования дополнительного полупрозрачного отражателя, однако при синхронизации в резонаторе наблюдается значительный рост мощности излучения (рис. 4.5а). Это может быть связано с увеличением коэффициента обратной связи в каждой отдельной АГ под влиянием резонатора.

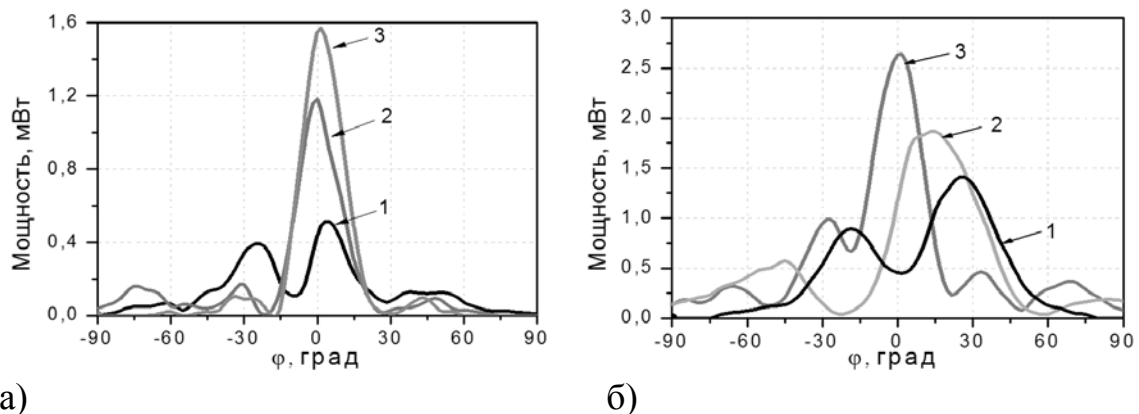


Рисунок 4.5. Диаграмма направленности матриц активных антенн: а) линейной 1x3, б) двумерной 2x2.

В матрице  $2 \times 2$  вне резонаторной структуры взаимная синхронизация, в отличие от линейной матрицы, не обеспечивает суммирования мощностей (кривая 2 на рис. 4.5б). При этом ДН остается широкой и направление главного лепестка отклоняется от нормали. В резонаторной структуре режим синхронного взаимодействия осуществляется на общей частоте с синхронизацией фаз всех активных антенн-генераторов, при этом мощности сигналов суммируются с коэффициентом более 50%. В этом случае результирующая мощность направлена нормально к плоскости антенны, и заметно явное сужение результирующей ДН плоской матрицы из 4-х активных АГ, что еще раз подтверждает эффективность использования полупрозрачного отражателя для повышения коэффициента взаимной связи между антеннами-генераторами и осуществления суммирования мощностей нескольких микрополосковых источников излучения.

#### **4.2 Интеграция активных антенных структур с планарными волноводами**

Существует ряд практических приложений, где может быть полезна конструкция активной интегрированной антенны, но необходимо выводить генерируемую мощность не в открытое пространство, а в фидерные устройства. Классический прямоугольный металлический волновод долгое время служил основой в большинстве высокочастотных схем. Однако данные конструкции довольно массивны, ограничены по геометрии и дороги в изготовлении. В планарных конструкциях основное применение в качестве фидерных устройств получили микрополосковые линии. Они обладают малыми размерами и легко реализуются в промышленном производстве. Однако данная конструкция обладает рядом недостатков по сравнению с классическим металлическим волноводом вследствие неполного экранирования поля и потерь, вносимых металлизацией в виде тонких пленок. С повышением частоты излучения, особенно в миллиметровом диапазоне волн, более перспективны волноводы, основанные на использовании диэлектриков. В последнее время большое

внимание стало уделяться планарной фидерной конструкции – волноводу, интегрированному в диэлектрическую подложку - Substrate Integrated Waveguide (SIW). Он представляет собой линию передачи, образованную двумя параллельными металлическими слоями, нанесенными на диэлектрическую подложку, с двумя рядами металлизированных отверстий, которые обеспечивают электрическое соединение слоев (рис. 4.6) [121].

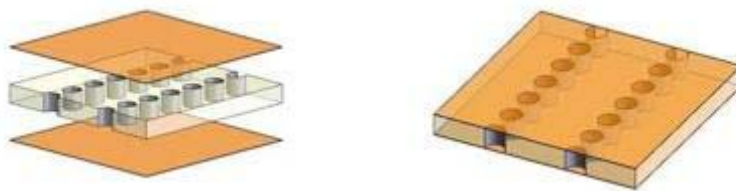


Рисунок 4.6. Волновод, интегрированный в диэлектрическую подложку.

Особенностью данных структур является то, что они сохраняют большинство преимуществ полых металлических волноводов: большая передаваемая мощность, полностью экранированная структура и высокая добротность резонаторов. При этом приобретаются особенности планарных структур: малые размеры и вес, низкая стоимость производства. Одно из главных преимуществ данной технологии – возможность интегрировать все компоненты на одной подложке, включая пассивные компоненты, активные элементы и антенны [122].

Интегрированные в подложку волноводы, как и металлические, имеют ограничения по полосе пропускания и минимальным размерам. Кратко приведем основные соотношения, характерные для данных волноводов. Рабочая полоса волновода при одномодовом распространении ограничена снизу предельной частотой основной гармоники и сверху предельной частотой распространения второй гармоники. На рис. 4.7 изображены основные параметры интегрированного волновода:  $s$  - шаг отверстий,  $d$  – их диаметр,  $h$  – толщина подложки,  $w$  – ширина волновода (при малых  $s$  и  $d$  за нее можно принять в первом

приближении расстояние между центрами двух рядов отверстий),  $\varepsilon_r$  - относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Ширина волновода напрямую связана с предельной частотой, но по сравнению с полым металлическим волноводом она меньше в  $\sqrt{\varepsilon_r}$  раз:

$$w = a / \sqrt{\varepsilon_r}, \quad (4-1)$$

где  $a$  – ширина полого металлического волновода.

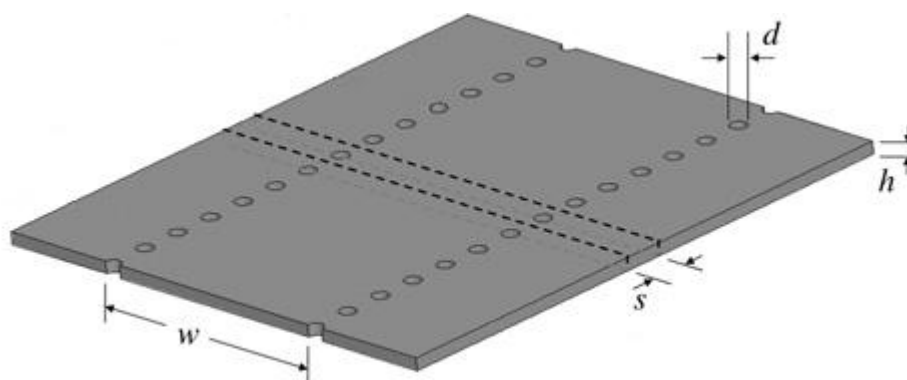


Рисунок 4.7. Основные геометрические размеры волновода.

Зависимость предельной частоты от ширины волновода имеет вид:

$$f_c = \frac{c}{w\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4-2)$$

Диаметр отверстий и расстояние между ними должны выбираться так, чтобы обеспечить отсутствие утечки излучения между ними. Чем меньше будут данные размеры, тем меньше будет утечка излучения, однако для оптимизации производства не стоит выбирать количество отверстий, приходящееся на длину волны, соответствующей предельной частоте, более 20-ти [123]. Также, чтобы структуры можно было реально изготовить, должно соблюдаться условие  $s > d$ . Поскольку данный волновод является периодической структурой, то в нем возможно возникновение эффекта заградительного полосового фильтра. Для предотвращения действия данного эффекта в рабочей полосе волновода необходимо соблюдать условие:

$$s < \frac{\lambda_c}{4} \quad (4-3)$$

Для оценки эффективности вывода мощности излучения от активной антенны с помощью описанного волновода в настоящей работе была исследована следующая конструкция. На диэлектрической подложке размещается логопериодический излучатель с одной стороны, а также реализуется уже рассмотренная нами конструкция интегрированного волновода с заданными частотными параметрами. С другой стороны данная подложка полностью металлизирована. На стороне металлизации также располагается активный элемент – транзистор, выводы которого связаны с лепестками антенны через переходные металлизированные отверстия (рис. 4.8). Над областью излучателя монтируется еще один слой диэлектрика, металлизированный с одной стороны. Оба слоя металлизации получившейся конструкции соединяются переходными металлизированными отверстиями по периметру, кроме места подключения волновода.

Таким образом, антенна оказывается помещенной в закрытый резонатор, к которому подключен волновод. Преимущества резонатора также заключаются в

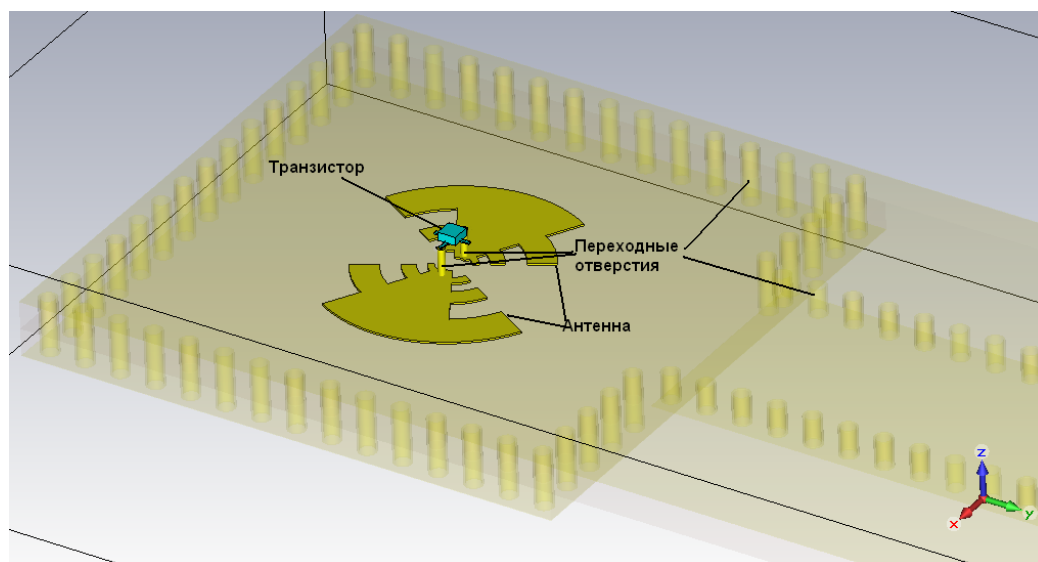


Рисунок 4.8. Конструкция активной антенны, интегрированной с волноводом на подложке.

том, что с его помощью можно осуществлять управление обратной связью генератора на транзисторе, а также обеспечить необходимое повышение

коэффициента взаимной связи в случае использования матрицы из активных антенн для получения когерентного излучения по аналогии с объемным закрытым резонатором.

Для расчета распределения поля в предполагаемой конструкции генератора используется эквивалентная модель, изображенная на рис. 4.9. Для данной модели использовались следующие характеристики. Материал диэлектрика – Rogers 4350В ( $\epsilon=3.66$ ), толщина обоих слоев диэлектрика – 1.5мм, расстояние между рядами отверстий – 10мм, диаметр отверстий – 1мм, расстояние между центрами соседних отверстий – 2мм. В качестве излучателя использовалась уже изученная

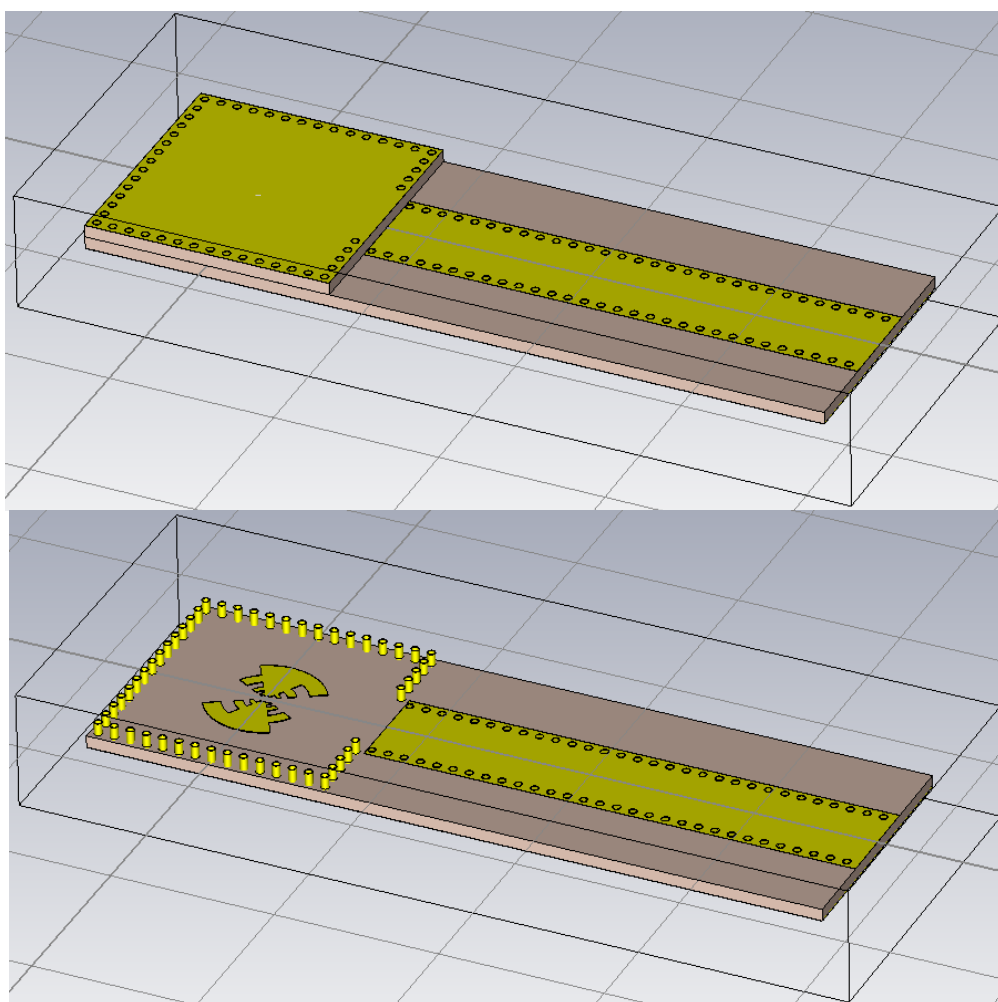


Рисунок 4.9. Активная логопериодическая антенна, интегрированная с волноводом на подложке.

нами логопериодическая антенна с внешним радиусом 7мм. Вместо транзистора

использовались 2 дискретные порта, имитирующие соединения сток-исток и затвор-исток.

Из полученных в результате компьютерного моделирования данных (рис. 4.10) видно, что на частоте 15ГГц (основная мода для волновода) значительная часть энергии излучения отводится в волновод.

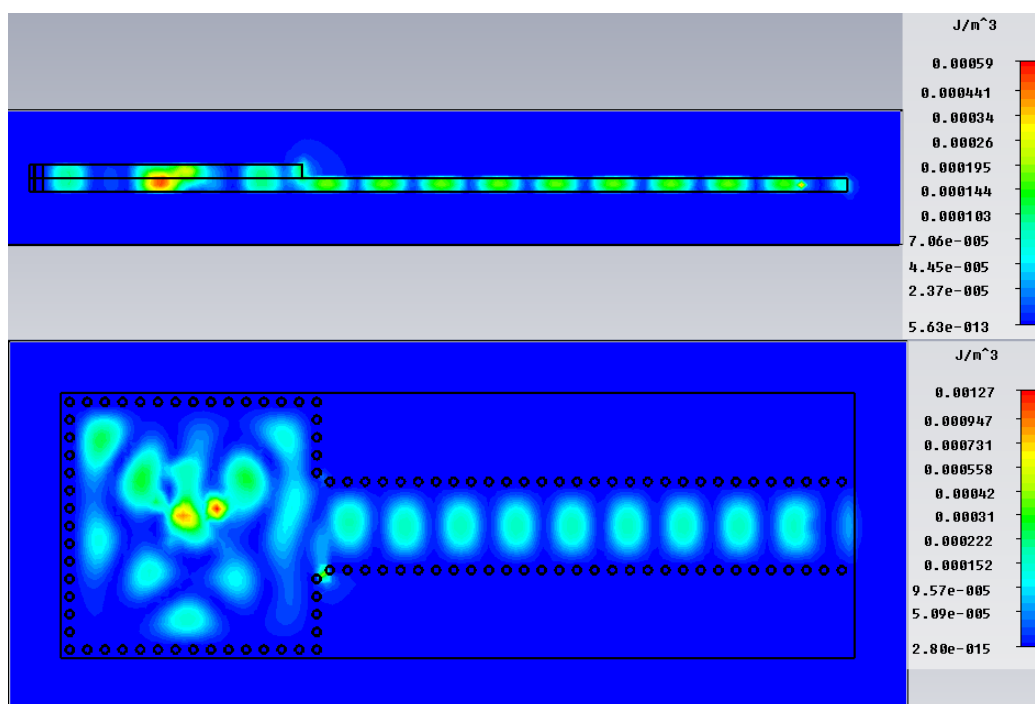


Рисунок 4.10. Распределение плотности энергии от единичной антенны-генератора.

В образующемся между пластинами резонаторе можно также расположить несколько планарных излучателей, обеспечив таким образом суммирование мощностей генераторов и вывод генерируемой мощности в планарный волновод. Для расчета распределения плотности энергии в случае нескольких излучателей на подложке были расположены 4 логопериодических излучателя с внешним радиусом 5мм. Остальные размеры конструкции остались неизменны (рис. 4.11).

Результаты расчета распределения плотности электромагнитной энергии показывают, что в данном случае также происходит отвод излучаемой мощности в планарный волновод на диэлектрической подложке (рис. 4.12).

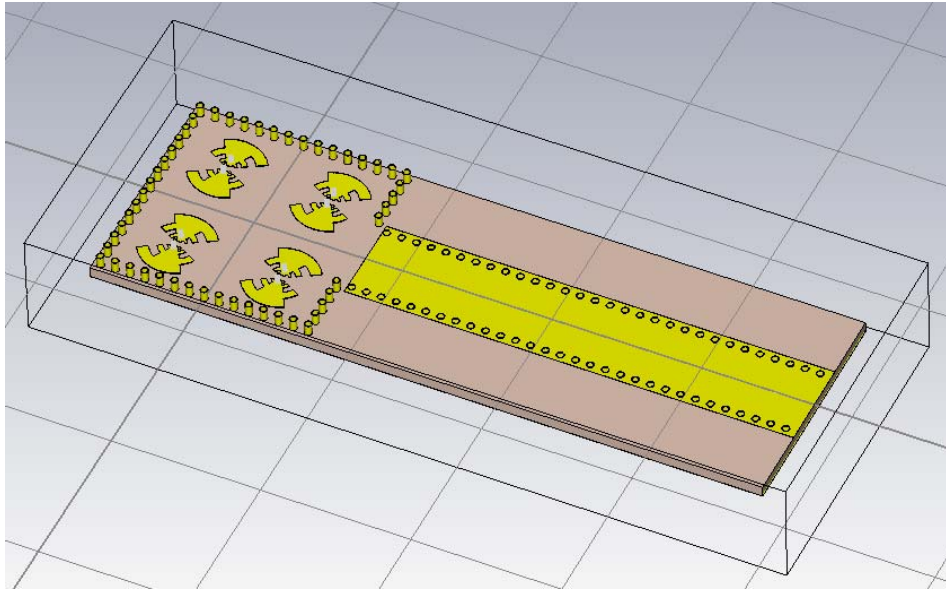


Рисунок 4.11. Система из 4-х активных антенн.

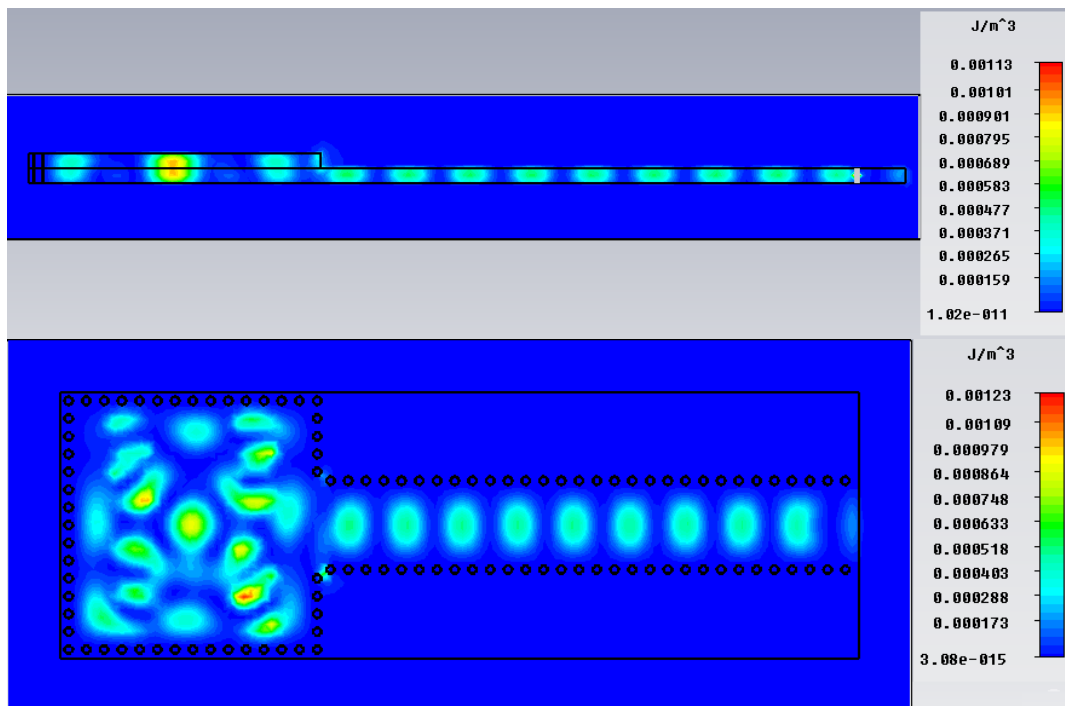


Рисунок 4.12. Распределение плотности энергии при 4-х генераторах.

Для экспериментальной проверки возможности вывода мощности через интегрированный в подложку волновод была изготовлена конструкция, соответствующая модели на рис. 4.9. На рис. 4.13 представлена фотография образца активной антенны, интегрированной с планарным волноводом. Для



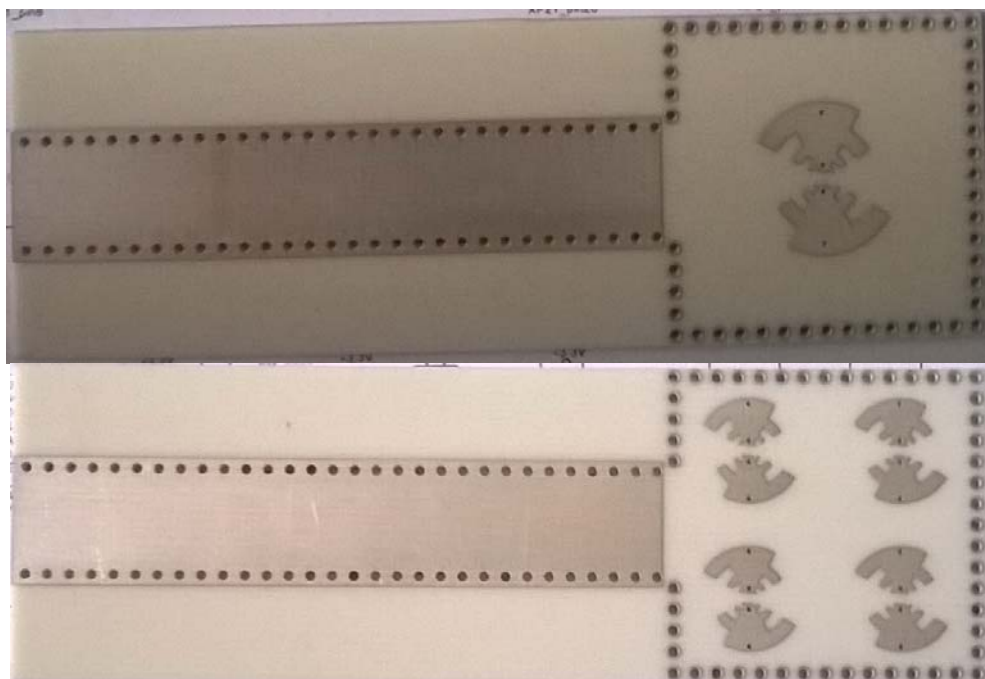


Рисунок 4.13. Активная антенна с выводом излучения в планарный волновод.

оценки мощности излучения, выводимой через диэлектрический волновод, на конце волновода был сделан косой срез, позволяющий совместить данную конструкцию с полым металлическим волноводом. Измеренная мощность излучения в полым металлическом волноводе составила порядка 600 мкВт. Таким образом, результаты эксперимента показывают возможность использования активных антенн, в том числе и в многоэлементных конструкциях в планарных структурах для вывода мощности в диэлектрическую подложку.

Используемая в данной работе геометрия резонатора и планарного волновода, а также их сопряжение могут быть в дальнейшем оптимизированы для обеспечения наибольшей эффективности вывода мощности в волновод на диэлектрической подложке. Заметим лишь, что наличие металлизации по обе стороны от активной антенны является необходимым условием для гашения основной части излучения в свободное пространство и эффективного вывода мощности в волновод. На рис. 4.14 представлено распределение плотности электромагнитной энергии в плоскости продольной оси конструкции в отсутствие металлизации с одной стороны антенны.

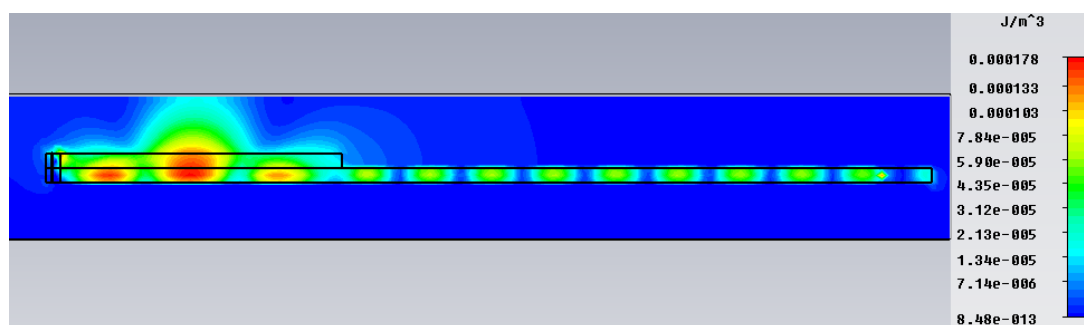


Рисунок 4.14. Распределение плотности энергии в открытом резонаторе.

Из рисунка видно, что в данном случае основная часть энергии излучается в свободное пространство, а не в планарный волновод. С другой стороны, данная конструкция может быть полезна, когда необходимо контролировать параметры излучения генератора. В таком случае достаточно направить пусть и небольшую мощность активной антенны в схему для последующей обработки.

### 4.3 Перспективы использования активных микрополосковых антенн в миллиметровом диапазоне волн

В данной работе мы исследовали свойства антенн-генераторов в коротковолновой части сантиметрового диапазона волн. Продемонстрировано, что данный тип активных антенн хорошо подходит для создания компактных твердотельных источников излучения. Однако особенно остро проблема доступных компактных СВЧ компонентов стоит в области миллиметрового диапазона. В заключение данной темы мы рассмотрим основные барьеры, которые необходимо преодолеть при использовании конструкции активных интегрированных антенн в данной части СВЧ диапазона.

Для определения основных сложностей еще раз вернемся к функциональному составу активной антенны. Основными ее частями являются: активный нелинейный элемент, микрополосковая антенна-излучатель и цепь положительной обратной связи, обеспечивающая необходимую степень возврата

энергии в систему. При переходе в миллиметровый диапазон каждый элемент антенны-генератора приобретает дополнительные особенности.

Одной из основных сложностей для коммерческого применения является малая доступность транзисторов миллиметрового диапазона. Возможным решением данной проблемы является генерация на субгармониках. Как уже было отмечено в главе 1, активные антенны с успехом применяются в смесителях на гармониках. В рамках данной работы мы также отметили возможность выделения 2-й гармоники с помощью полупрозрачного зеркала. В данном случае необходимый уровень обратной связи в автогенераторе осуществляется на удвоенной частоте. Пример спектра сигнала активной антенны-генератора показан на рис. 4.15. Как видно из рисунка, в случае наличия зеркала основная мощность регистрируется на 2-й гармонике.

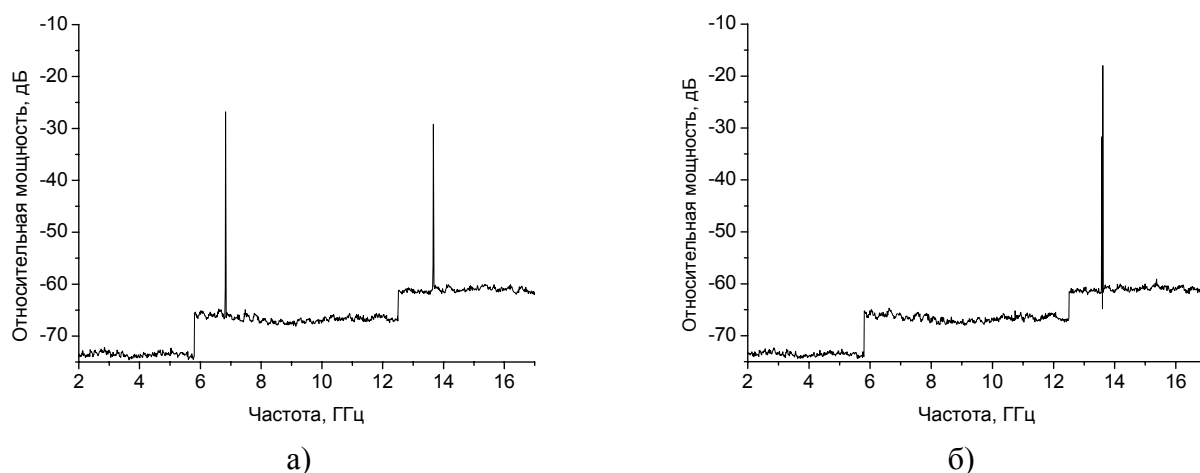


Рисунок 4.15. Выделение 2-й гармоники. а) генерация в открытое пространство, б) расположение полупрозрачного зеркала над антенной.

Обратная связь в миллиметровом диапазоне уменьшается в связи с растущими потерями. Таким образом, ее может оказаться недостаточно для поддержания режима генерации. Следовательно, необходимо с помощью применения дополнительных компонентов, таких как, например, полупрозрачное зеркало и металлический отражатель, повышать величину обратной связи. В

случае использования системы из нескольких антенн критичной может также стать величина взаимной связи, обеспечивающей синхронный режим работы.

Альтернативной схемой может послужить система из сильно связанных генераторов с фиксированными цепями взаимной связи в виде передающих линий. Коэффициент взаимной связи с помощью соединения через передающие линии может контролироваться структурой цепей связи. Однако в данном случае приходится бороться с другой сложностью, с которой приходится сталкиваться при проектировании систем из элементов с сильной взаимной связью - многомодовым возбуждением. С увеличением количества генераторов увеличивается число мод генерации, и вследствие этого непросто добиться синфазной работы матрицы. Этот естественный феномен долгое время препятствовал разработке сильно связанных матриц для суммирования мощностей. Одной из работ, разрешивших данную проблему, является [24], в которой авторы ввели в схему соединительных линий резисторы в качестве подавителей паразитных мод, как показано на рис. 4.16. Вследствие этого синфазная мода стабилизируется в широком диапазоне опорного напряжения.

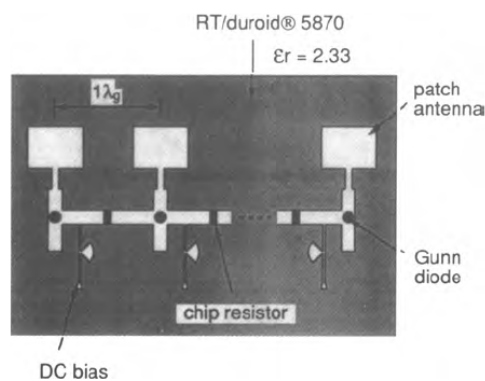


Рисунок 4.16. Подавление многомодового возбуждения в матрице сильно связанных АГ [24].

Важным свойством исследованной матрицы является то, что при выходе из строя некоторого количества активных элементов, оставшиеся элементы продолжают функционировать синфазно и производить суммирование мощностей.

Характерные размеры антенн для работы в миллиметровом диапазоне волн значительно уменьшаются и становятся сравнимы с корпусом транзистора. Вследствие этого возрастает влияние геометрии транзистора на характеристики генерируемого антенной излучения. Также возникают сложности, связанные с наличием паразитной емкости контактов, образующейся при пайке транзистора. Одним из способов улучшения параметров конструкции является использование бескорпусных транзисторов, однако это лишь уменьшает проблему, но не решает ее полностью. Возможным решением, изменяющим ситуацию в корне, является переход к монолитному исполнению антенны-генератора. В таком случае антенна-излучатель непосредственно формируется на подложке, например, из полуизолирующего GaAs, на которой уже сформирована конструкция полевого транзистора с необходимыми параметрами. При этом антенна может изготавливаться путем нанесения пленки металла на проводящий слой полупроводника, поскольку обедненный носителями заряда приконтактный слой создает необходимую изоляцию антенны [124].

#### 4.4 Выводы

Итак, мы определили, что в случае применения полупрозрачного зеркала можно заметно повысить мощность генерации логопериодической активной антенны, при этом коэффициент направленного действия антенны (КНД) может достигать 30. В случае многоэлементной решетки наличие дополнительного отражателя приводит к увеличению полосы взаимной синхронизации соседних генераторов до 140 МГц и обеспечивает эффективное суммирование мощностей, как в линейных, так и в двумерных матрицах активных антенн.

Исследована конструкция, обеспечивающая эффективный вывод излучения в волновод на диэлектрической подложке, позволяющая интегрировать микрополосковые активные антенны в многофункциональные радиоэлектронные модули. При этом наличие дополнительного металлического отражателя также

повышает коэффициент обратной связи в случае одиночной антенны и взаимной связи в многоэлементных решетках, увеличивая при этом эффективность генерации и суммирования мощностей источников излучения.

Для успешного использования в миллиметровом диапазоне волн исследованного в работе типа активных антенн необходимо решить проблемы увеличения потерь и уменьшения обратной связи генераторов, а также миниатюризации и доступности транзисторов для работы в заданной полосе частот. Перспективным представляется подход, осуществляющий монолитное исполнение пассивного излучателя и активного элемента на единой подложке, например из эпитаксиальной структуры арсенида галлия, используемого при производстве полевых транзисторов.

## Заключение

В заключение отметим основные результаты, полученные автором в работе:

- Для микрополосковых активных антенн логопериодического типа предложена эквивалентная модель для проведения компьютерной симуляции позволила при помощи 3D-TLM метода смоделировать основные параметры генерируемого антенной излучения.
- В рамках предложенной модели впервые исследовано распределение плотности электромагнитной энергии ближнего поля области формирования излучения микрополосковой активной логопериодической антенной. Расчеты проводились для типовых рабочих частот активных антенн.
- С помощью разработанной модели рассчитаны параметры и изготовлены образцы активных интегрированных логопериодических антенн, работающие как в одночастотном, так и в многочастотном режимах.
- Для случая многоэлементных антенных решеток из антенн логопериодического типа исследованы условия взаимной и внешней синхронизации, оценено влияние полупрозрачного диэлектрического зеркала на условия генерации.
- Получено эффективное суммирование сигналов АГ в пространстве для одномерной и двумерной матриц логопериодических антенн.
- Осуществлена интеграция активных логопериодических антенн и планарного волновода на диэлектрической подложке для эффективного вывода излучения.

Особо отметим, что предложенная в диссертации конструкция матриц из активных логопериодических антенн позволяет осуществлять суммирование мощностей на третьей гармонике с применением распространенных транзисторов диапазона 26 ГГц и тем самым обеспечить выход в частоты свыше 60 ГГц без применения умножителей частоты. Актуальность предлагаемой конструкции

подтверждается еще и тем, что в последнее время появляется все больше стандартов связи в диапазоне свыше 60 ГГц, требующих развития компактных приемо-передающих устройств данного диапазона.

В заключение автор выражает огромную благодарность своему научному руководителю, доктору физико-математических наук, профессору Владимиру Евтихиевичу Любченко за постоянную поддержку, помощь в проведении исследований и обсуждение полученных научных результатов. Отдельная благодарность ведущему научному сотруднику, кандидату физико-математических наук, Евгению Олеговичу Юневичу за помощь в подготовке и проведении экспериментальных исследований. Также хочется выразить признательность коллективу специалистов института, на протяжении последних лет работающих совместно с автором в области активных интегрированных антенн и оказывающих неоценимый вклад в развитие данного направления: Валерию Ивановичу Калинин, Виктору Дмитриевичу Котову и Дмитрию Евгеньевичу Радченко.



**Список литературы**

1. J. R. Copeland, W. J. Robertson, and R. G. Verstraete, "Antennafier arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., 1964, vol. AP-12, pp. 227-233.
2. H. H. Meinke, "Active antennas," Nachrichtentech. Z., 1966, vol. 19, pp. 697-705.
3. A. P. Anderson, W. S. Davies, M. M. Dawoud, and D. E. Galanakis, "Notes on transistor-fed active-array antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., 1971, vol. AP-19, pp. 537-539.
4. M. I. Kontorovich and N. M. Lyapunova, "Active antennas," Radio Eng. Electron. Phys., 1974, vol. 19, pp. 126-127.
5. T. S. M. Maclean and P. A. Ramsdale, "Short active aerials for transmission," Int. J. Electron., 1974, vol. 36, pp. 261-169.
6. P. K. Rangole and S. S. Midha, "Short antenna with active inductance," Electron. Lett., 1974, vol. 10, pp. 462-463.
7. A. Sharma, V. K. Dwivedi, and G. Singh, "THz rectangular patch microstrip antenna design using photonic crystal as substrate," PIERS Proceedings, Cambridge, USA, 2008, pp. 161-165.
8. Y. C. Shih and H. J. Kuno, "Solid-state sources from 1 to 100 GHz," Microwave J., 1989, pp. 145-161.
9. K.S. Yngvesson. Microwave Semiconductor Devices. Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers, 1991.- 471 p.
10. W. Кnap, M. Dyakonov, D. Coquillat, et.al., "Field Effect Transistors for Terahertz Detection: Physics and First Imaging Applications," Journal of Infrared Millimeter and Terahertz Wave, 2009, vol. 30, no. 12, pp. 1319-1337.
11. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. - М.: Радио и связь, 1986. - 144 с.

12. J. Lin and T. Itoh , "Active Integrated Antennas," IEEE Transactions on MTT, 1994, vol. 42, no. 12, pp. 2186-2194.
13. D. B. Rutledge, D. P. Neikirk and D. P. Kasilingam, "Integrated circuit antennas," in K. J. Button, Ed. Infrared and Millimeter-Waves. London: Academic Press, 1983, vol. 10, p. 25.
14. H. J. Thomas, D. L. Fudge, and G. Morris, "Gunn source integrated with microstrip patch," Microwave RF, 1985, pp. 87-91.
15. N. Camilleri and B. Bayraktaroglu, "Monolithic millimeter-wave IMPATT oscillator and active antenna," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1988, vol. MTT-36, pp. 1670-1676.
16. J. A. Navarro, K. A. Hummer, and K. Chang, "Active integrated antenna elements," Microwave J., 1991, vol. 34, pp. 115-126.
17. R. E. Miller and K. Chang, "Integrated active antenna using annular ring microstrip antenna and Gunn diode," Microwave Optical Tech. Lett, 1991, vol. 4, no. 2, pp. 72-75.
18. H. Wang et al., "Monolithic Q band active array module and antenna," Applied Microwave., 1993, vol. 5, no. 1, pp. 88, 91-94,96,99-100, 102.
19. H. C. Yen. R. Esfandiari, Y. Hwang, K. Tan, C. Liu, et al., "A monolithic approach for Q-band integrated active phased array transmitting antenna," IEEE AP-S Int. Symp. Dig., 1992, vol. 1, pp. 126-129.
20. R. A. York, R. M. Martinez, and R. C. Compton, "Hybrid transistor and patch antenna element for array applications," Electron. Lett., 1990, vol. 26, pp. 494-495.
21. A. Navarro, Y-H. Shu, and K. Chang, "Broadband electronically tunable planar active radiating elements and spatial power combiners using notch antennas," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1992, vol. 40, pp. 323-328.
22. J. Birkeland and T. Itoh, "An FET oscillator element for spatially injection locked arrays," in 1992 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1992, vol. 3, pp. 1535-1538.

23. M. J. Vaughan and R. C. Compton, "Resonant-tee cpw oscillator and the application of the design to a monolithic array of MESFETs," *Electron. Lett.*, 1993, vol. 29, no. 16, pp. 1477-1479.
24. S. Nogi, J. Lin, and T. Itoh, "Mode analysis and stabilization of a spatial power combining array with strongly coupled oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1993, vol. 41, pp. 1827-1837.
25. H. P. Moyer and R. A. York, "Active cavity-backed slot antenna using MESFET's," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1993, vol. 3, No. 4, pp. 95-97.
26. Xiao Dong Wu and K. Chang, "Dual FET Active Patch Elements for Spatial Power Combiners," *IEEE Trans. on MTT*, 1995, vol. 43, No. 1, pp. 26-30.
27. P. E. Mayes, "Frequency-independent antennas and broad-band derivatives thereof," *IEEE Proceedings*, 1992, vol. 80, pp. 103-112.
28. Рамзей, В. Частотно Независимые Антенны, - Москва: Мир, 1968.- 172 с.
29. M. Murata, T. Matsui, M. Tanaka and S. Ohmori, "Active radiating Butterfly Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1997, vol. 4. pp. 2464-2467.
30. Mark M. Gitin, Frank W. Wise et al., "Broad-band characterization of millimeter-wave log-periodic antennas by photoconductive sampling," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1994, vol. 42, No. 3, pp. 335-339.
31. R. Gillard, H. Legay, J. M. Floch, and J. Citeme, "Rigorous modeling of receiving active microstrip antenna," *Electron. Lett.*, 1991, vol. 27, no. 25, pp. 2357-2359.
32. B. Robert, T. Razban, and A. Papiemik, "Compact amplifier integration in square patch antenna," *Electron. Lett.*, 1992, vol. 28, no. 19, pp. 1808-1810.
33. P. S. Hall, "Analysis of radiation from active microstrip antennas," *Electron. Lett.*, 1993, vol. 29, pp. 127-129.

34. H. An, B. Nauwelaers, A. Van de Capelle, "Noise figure measurement of receiving active microstrip antennas", *Electronics Letters*, 1993, vol. 29, no. 18, pp. 1594-1596.
35. D. J. Roscoe, A. Ittipiboon, and L. Shafai, "The development of an active integrated microstrip antenna," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, 1991, vol. 1, pp. 48-51.
36. C.Y. Chi and G. M. Rebeiz, "A quasi-optical amplifier," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1993, vol. 3, pp. 164-166.
37. E. Marzolf and M. Drissi, "Design of a millimeter-wave active integrated antenna using a global analysis," *Proc. of the EuMA*, 2006, vol. 2, pp. 173-179.
38. A. R. Kerr, P. H. Siegel and R. J. Mattauch, "A simple quasi-optical mixer for 100-120 GHz," *IEEE MIT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1977, pp. 96-98.
39. K. D. Stephen, N. Camilleri, and T. Itoh, "A quasi-optical polarization-duplexed balanced mixer for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1983, vol. TI-31, pp. 164-170.
40. K. D. Stephen and T. Itoh, "A planar quasi-optical subharmonically pumped mixer characterized by isotropic conversion loss," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1984, vol. MTI-32, pp. 97-102.
41. V. D. Hwang and T. Itoh, "Quasi-optical HEMT and MESFET self-oscillating mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1988, vol. MTI-36, pp. 1701-1705.
42. J. Zmuidzinas and H. G. LeDuc, "Quasi-optical slot antenna SIS mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1992, vol. 40, pp. 1797-1804.
43. P. A. Stimson, R. J. Dengler, H. G. LeDuc, S. R. Cypher, and P. H. Siegel, "A planar quasi-optical SIS receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1993, vol. 41, pp. 609-615.

44. S. V. Robertson, N. I. Dib, G. Yang, and L. P. B. Katehi, "A folded slot antenna for planar quasi-optical mixer applications," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, 1993, vol. 2, pp. 600-603.
45. K. Cha, S. Kawasaki, and T. Itoh, "Transponder using self-oscillating mixer and active antenna," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, San Diego, CA, 1994, vol. 1, pp 425-428.
46. C. W. Pobanz and T. Itoh, "A microwave non-contact identification transponder using subharmonic interrogation," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, San Diego. CA, 1994, vol. 2, pp. 753-756.
47. N. Camilleri and T. Itoh, "A quasi-optical multiplying slot array," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1985, vol. MTT-33. pp. 1189-1195.
48. S. Nam, T. Uwano, and T. Itoh, "Microstrip-Fed planar frequency multiplying space combiner," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1987, vol. MTT-35, pp. 1271-1276.
49. В.Е. Любченко, Е.О. Юневич. Автодинное преобразование частоты в активной микрополосковой антенне с диодом Ганна. *Радиотехника*, 2006, №5-6, с. 9-10.
50. D. Singh, P. Gardner, and P. S. Hall, "Frequency doubling integrated push–push active microstrip transponder," *Proc. 27th European Microwave Conf.*, Jerusalem, Israel, 1997, pp. 1181–1185.
51. K. Kormanyos and G. M. Rebeiz, "A Planar Wideband 80-200 GHz Subharmonic Receiver," *IEEE Transactions on MTT*, 1993, vol. 41, No. 10, pp. 1730-1737.
52. D. F. Filipovic, S. S. Gearhart and G. M. Rebeiz, "Double slot antennas on extended hemispherical and elliptical lenses," *IEEE Transactions on MTT*, 1993, vol. 41, No. 10, pp. 1738-1749.
53. J. Birkeland and T. Itoh, "A microstrip based active antenna Doppler transceiver module," *Proc. 19th European Microwave Con.*, 1989, pp. 172-178.

54. J. Birkeland, "FET-based planar circuits for quasi-optical sources and transceivers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1989, vol. 37, pp. 1452-1459.
55. R. Flynt, L. Fan, J. Navarro and K. Chang, "Low Cost and Compact Active Integrated Antenna Transceiver for System Application," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1995, pp. 953-956.
56. J. B. Hacker, M.P. DeLisio, M. Kim, et. al., "A 10-watt X-band grid oscillator," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 1994, pp. 823-826.
57. H. Ohmine and A. Iida et al., "An MMIC aperture-coupled microstrip antenna in the 40 GHz Band," *Proc. ISAP*, 1992, pp. 1105-1108.
58. J. Lin and T. Itoh, "Two-dimensional quasi-optical power-combining arrays using strongly coupled oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1994, vol. 42, pp. 734-741.
59. I. J. Bahl. *Filters, Hybrids and Couplers, Power Combiners and Matching Networks. Handbook of Microwave and Optical Components*, vol. 1, Wiley, 1989. - 907p.
60. J. W. Mink, "Quasi-optical power combining of solid-state millimeter-wave sources," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1986, vol. MTT-34, pp. 273-279.
61. A. Mortazawi and B. C. DeLoach, "A nine-MESFET two-dimensional power-combining array employing an extended resonance technique," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1993, vol. 3, pp. 214-216.
62. J. Birkeland and T. Itoh, "Spatial power combining using push-pull FET oscillators with microstrip patch resonators," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1990, vol. 3, pp. 1217-1220.
63. R. A. York and R. C. Compton, "Quasi-optical power combining using mutually synchronized oscillator arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1991, vol. 39, pp. 1000-1009.

64. J. Birkeland and T. Itoh, "A 16-element quasi-optical FET oscillator power-combining array with external injection locking," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1992, vol. 40, pp. 475-481.
65. A. Mortazawi, H. D. Foltz, and T. Itoh, "A periodic second harmonic spatial power-combining oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1992, vol. 40, pp. 851-856.
66. S. Kawasaki and T. Itoh, "40 GHz quasi-optical second harmonic spatial power combiner using FETs and slots," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1992, vol. 3, pp. 1543-1546.
67. J. Lin and T. Itoh, "A 4 x 4 spatial power-combining array with strongly coupled oscillators in multilayer structure," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1993, vol. 2, pp. 607-610.
68. S. Kawasaki and T. Itoh, "Second harmonic uniplanar active integrated antenna array with strong coupling," *Proc. 23rd European Microwave Conf.*, 1993, vol. 1, pp. 204-206.
69. S. Nogi, J. Lin, and T. Itoh, "Mode analysis and stabilization of a spatial power-combining array with strongly coupled oscillators," *IEEE Trans. MTT*, 1993, vol. 41, pp. 1827-1837.
70. J. Lin, S. Nogi and T. Itoh, "Frequency tuning of a spatial power combining array using strongly coupled oscillators," *Proc. 1993 Asia-Pac. Microwave Conf*, Hsinchu, Taiwan, 1993, pp. 1.26-1.29.
71. S. Kawasaki and T. Itoh, "Quasi-optical planar arrays with FET's and slots," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1993, vol. 41. pp. 1838-1844.
72. A. Balasubramaniyan and A. Mortazawi, "Two-dimensional MESFET based spatial power combiners," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1993, vol. 3, pp. 366-368.
73. M. T. Borkowski, "Solid-State Transmitter's," *Radar Hand book*, 2-nd Ed., McGraw-Hill, N. Y., 1990, p. 5-3, 5-8, 5-25, and 5-26.

74. H. Z. Li, X. Chen, and C. Xue, "A Global Optimization Method for Quasi-Optical Power Combiner," *Int. J. Of Infrared Millimeter Waves*, 1992, vol. 13, no. 6, pp. 895-907.
75. Овечкин С. М., Ребров С. И., Сазонов В. П., Сеницын В. В., "Сложение мощностей диодов Ганна в открытом СВЧ-резонаторе," *Письма в ЖТФ*, 1984, т. 10, вып. 10, с. 367-370.
76. C. T. Xue, S. Zhao, Wang Q., S. Zhang, "Millimeter-Wave Quasi-Optical Power Combining Techniques," *Int. J. of Infrared Millim. Waves*, 1988, vol. 9, no. 4, pp. 395-403.
77. S. L. Young and K. D. Stephan, "Stabilization and power combining of planar microwave oscillators with an open resonator," *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, 1987, vol. 1, pp. 185-188.
78. P. G. Frayne and C. J. Riddaway, "Efficient Power Combining Quasi-Optic Oscillator," *Electronics Letters*, 1988, vol. 24, no. 16, pp. 1017-1018.
79. J. E. Ge, S. F. Li and Y. Y. Chen, "Millimeter-Wave Quasi-Optical Power Combiner," *Electronics Letters*, 1991, vol. 27, no. 10, pp. 880-882.
80. M. Nakayama, M. Heide, T. Tanaka and K. Mizuno, "Millimeter and Submillimeter Wave Quasi-Optical Oscillator with Multi-Elements," *IEEE MTT-S, Intern. Microwave Symposium Digest*, 1990, pp. 1209-1212.
81. А. С. № 675579 (СССР). Полупроводниковый генератор, А. И. Бородкин, Б. М. Булгаков, В. А. Матвеева, В. В. Смородин.
82. Бородкин А. И., Булгаков Б. М., Чернышов И. Ю., "Квазиоптический сумматор мощности миллиметрового диапазона на диодах Ганна," *Изв. Вузов, Сер. Радиоэлектроника*, 1987, т. 30, № 3, с. 69-71.
83. K. J. Russel, "Microwave power combining techniques," *IEEE Trans on MTT*, 1979, vol. 27, no. 5, pp. 472-478.
84. Z. Rui-Bing and L. Zhi-Lun, "On the Extraction of Harmonic Power from Quasi-Optical Solid-State Power Combiner," *Int. J. of Infrared and Millim. Waves*, 1993, vol. 14, no. 10, pp. 2011-2020.



85. K. Chang, K.A. Hummer, and J.L. Klein, "Experiments on Injection Locking of Active Antenna Elements for Active Phased Arrays and Spatial Power Combiners," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1989, vol. 37, no.7, pp. 1078-1084.
86. T. Ivanov, A. Balasubramaniyan, and A. Mortazawi, "One- and Two-Stage Spatial Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1995, vol. 43, no.9, pp. 2138-2143.
87. J.A. Higgins, E.A. Sovero, and W.J. Ho, "44-GHz Monolithic Plane Wave Amplifiers," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1996, vol. 5, no. 10, pp. 347-348.
88. A. Alexanian and R. A. York, "Broad-band spatially combined amplifier array using tapered slot transitions in waveguide," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1997, vol. 7, pp. 42-44.
89. H. C. Chang, E. S. Shapiro and R. A. York, "Influence of the Oscillator Equivalent Circuit on the Stable Modes of Parallel-Coupled Oscillators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, vol. 45, no. 8, pp. 1232-1239.
90. K. D. Stephan, "Inter-injection-locked oscillators for power combining and phased arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 1986, vol. MTT-34, pp. 1017-1025.
91. J. A. Navarro and K. Chang, "Electronic beam steering of active antenna arrays," *Electron. Lett.*, 1993, vol. 29, no. 3, pp. 302-304.
92. P. Liao and R. A. York, "Phase-shifterless beam-scanning using coupled oscillators: theory and experiment," 1993 *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, 1993, vol. 2, pp. 668-671.
93. P. Liao and R. A. York, "A six-element beam-scanning array," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1994, vol. 4, pp. 20-22.
94. J. Lin, S. Chew and T. Itoh, "A unilateral injection-locking type active phased array for beam scanning," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1994, vol. 2, pp. 1231-1234.

95. Ротхаммель, К. Антенны. Пер. с нем. — 3-е изд. доп. — М.: Энергия, 1979 – 320 с.
96. R. H. DuHamel, D. E. Isbell, “Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures,” IRE Intern. Conv. Record, 1957, 119-128.
97. Greif, R. Logarithmisch periodische Antennen. Nach-richtentechnische Fachberichte, Braunschweig, 1961, Band 23, S. 81-92.
98. Nowatzky, D. Logarithmisch periodische Dipolantennen. Technische Mitteilungen RFZ, 1963, H. 2, S. 77-80; H. 3, S. 127-133.
99. Wohlleben, R. Die Typen linear-polarisierter log.-period. Antennen. NTZ 1969, H. 9, S. 531-542.
100. Smith, C. E. Log Periodic Antenna Design Handbook, Smith Electronics Inc., Cleveland, OH, 1966.
101. Hawker, P, “The VK 2 ABQ antenna again. (Technical Topics) Radio Communication,” 1980, pp. 260-261.
102. T. W. Nuteson, G. P. Monahan, M. B. Steer, K. Naishadham, J. W. Mink, K. Kojoucharoff, and J. Harvey, “Full Wave Analysis of Quasi-Optical Structures,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996, vol. 44, no, 5, pp. 701-710.
103. S. C. Bundy and Z. B. Popovic, "A generalized analysis for grid oscillator design," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1994, vol. 42, pp. 2486-2491.
104. C. Christopoulos. The Transmission-Line Modeling Method TLM. New York: IEEE Press, 1995. - 232 p.
105. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005. -1136 p.
106. В.Е. Любченко, В.И. Калинин, В.Д. Котов, Е.О. Юневич. Генерация миллиметровых волн в логопериодической антенне, интегрированной с полевым транзистором. Изв. ВУЗов. Радиофизика, 2009, № 8, с.627-631.

107. Капранов М.В., Уткин Г.М. Синхронизация автогенераторов: Учебное пособие по курсу теория колебаний. М.: Изд-во МЭИ, 1978. -62 с.
108. В.Е.Любченко, В.Д. Котов, Е.О. Юневич . Активная микрополосковая антенна с диодом Ганна. Известия ВУЗов, Радиофизика. — 2003. — Т. 46, № 8 — 9. — С.799 — 803.
109. Kuang Y. Chen, “Active Antennas with Periodic Structures,” Ph. D. Electrical Engineering, Colorado, 1994. – 130 p.
110. K. Kurokawa, “Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators,” Proceedings of the IEEE, 1973, vol. 61, pp. 1386–1410.
111. Ronald J. Pogorzelski, Apostolos Georgiadis, Coupled-Oscillator Based Active-Array Antennas, NJ: John Wiley, 2012. – 380 p.
112. S. Sancheti and V. F. Fusco, “Modeling of Active Antenna Array Coupling Effects - A Load Variation Method,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, vol. MTT-43, no. 8, pp. 1805–1808.
113. K. D. Stephan and S.-L. Young, “Mode Stability of Radiation-Coupled Interinjection-Locked Oscillators for Integrated Phased Arrays,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1988, vol. MTT-36, no. 5, pp. 921–924.
114. V. E. Lyubchenko, E. O. Yunevich, V. I. Kalinin, V. D. Kotov, D. E. Radchenko, S. A. Telegin., Active Integrated Antennas and Arrays with Field-Effect Transistors, Telecommunication Sciences” Ed. Tech. Univ. Kiiiv, 2012, v.3, N1, pp.55-60.
115. D. E. J. Humphrey, V. F. Fusco, and S. Drew, “Active Antenna Array Behavior,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, vol. MTT-43, no. 8, pp. 1819–1824.
116. B. K. Meadows, T. H. Heath, J. D. Neff, et al, “Nonlinear Antenna Technology,” Proceedings of the IEEE, 2002, vol. 90, no. 5, pp. 882– 897.
117. R. J. Pogorzelski, “On the Design of Coupling Networks for Coupled Oscillator Arrays,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2003, vol. AP-51, pp. 794–801.

118. N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, Theory and Analysis of Phased Array Antennas. New York, New York: Wiley-Interscience, 1972. – 480 p.
119. J. J. Lynch and R. A. York, “Synchronization of Oscillators Coupled Through Narrow-Band Coupling Networks,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, vol. MTT-49, no. 2, pp. 237–249.
120. V. Seetharam and L. W. Pearson, “Analysis of Strong Coupling in Coupled Oscillator Arrays,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, vol. AP-58, no. 4, pp. 1067–1075.
121. M. Bozzi, L. Perregrini, K. Wu; P. Arcioni, “Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology,” Radioengineering, 2009, vol. 18 Issue 2, pp. 201-209.
122. M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas," IET Microwaves, Antennas and Propagation, 2011, vol. 5, no. 8, pp. 909–920.
123. H. Kumar, R. Jadhav, and S. Ranade, “A review on substrate integrated waveguide and its microstrip interconnect,” Journal of Electronics and Communication Engineering, 2010, vol. 3, no. 5, pp. 36–40.
124. Брянцева Т.А., Любченко В.Е., Марков И.А., Юневич Е.О. Микрополосковая антенна на арсениде галлия. Патент РФ №128788 от 27.05.2013г., зарег. в Госреестре 27.05.2013г. – 4 с.