

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 2017

## Оглавление

Оглавление .....	2
Введение .....	4
Глава 1. Принципы построения и характеристики интегрированных микрорешетчатых антенн-генераторов (обзор литературы).....	12
1.1 Теоретические основы работы антенны-генератора в качестве источника излучения.....	12
1.2 Работа антенны-генератора в составе многоэлементной системы источников излучения.....	17
1.2.1 Система из двух антенн-генераторов .....	18
1.2.2 Синхронизация в линейной решетке антенн-генераторов.....	20
1.2.3 Обобщение на случай двумерной решетки .....	22
1.3 Основные конструкции и характеристики микрорешетчатых интегрированных антенн-генераторов .....	23
1.3.1 Одиночная антенна-генератор .....	23
1.3.2 Многоэлементные конструкции .....	28
1.4 Выводы .....	34
Глава 2. Микрорешетчатые антенны как элемент генераторов микроволнового излучения - компьютерное моделирование и сравнительные оценки.....	36
2.1 Моделирование микрорешетчатых антенн методом пространственной матрицы передающих линий.....	36
2.2 Варианты конструкции микрорешетчатых антенн .....	39
2.3 Частотные характеристики и направленность излучения антенн.....	41
2.4 Распределение полей в ближней зоне .....	45
2.5 Выводы .....	47

Глава 3. Экспериментальное исследование характеристик логопериодической антенны-генератора на полевом транзисторе .....	48
3.1 Конструкция антенны-генератора .....	48
3.2 Параметры излучения в СВЧ диапазоне .....	52
3.3 Влияние внешнего сигнала на режим работы антенны-генератора .....	55
3.4 Выводы .....	58
Глава 4. Синхронизация и сложение мощностей транзисторных антенн-генераторов в многоэлементных структурах .....	59
4.1 Взаимная синхронизация АГ .....	59
4.2 Воздействие внешнего синхросигнала.....	62
4.3 Синхронизация в резонаторе с полупрозрачным диэлектрическим зеркалом .	67
4.4 Выводы .....	72
Глава 5. Вывод излучения многоэлементных антенн-генераторов и возможности их применения в качестве источников излучения миллиметрового диапазона .....	74
5.1 Излучение решетки АГ в свободное пространство .....	74
5.2 Интеграция антенн-генераторов с планарными волноводами .....	75
5.3 Перспективы использования микрополосковых антенн-генераторов в миллиметровом диапазоне волн .....	87
5.4 Выводы .....	89
Заключение.....	90
Список литературы.....	92

## Введение

**Актуальность проблемы.** В связи с развитием радиотехнических систем микроволнового, в т.ч. миллиметрового, диапазона волн одним из наиболее актуальных является вопрос создания компактных твердотельных источников излучения. Классические схемы, включающие в себя источник электромагнитных колебаний, усилительный каскад и антенну, 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 микрополосковых антенн и привлекательным является подход, при котором на диэлектрической подложке конструктивно объединяются активный полупроводниковый элемент и антенна. Такое устройство обозначают термином микрополосковая активная интегрированная антенна или антенна-генератор (АГ).

Первые работы, описывающие данный тип источников излучения, 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 микрополосковых АГ 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.

В качестве активных элементов в АГ используются как двухэлектродные приборы (диоды), так и трехэлектродные (транзисторы). Диодные АГ проще по конструкции, но транзисторные имеют существенно более высокий коэффициент полезного действия (КПД).

Важнейшим вопросом при проектировании и исследовании активных антенн является определение условий генерации на необходимой частоте или в полосе частот. Геометрические размеры антенны в данном случае являются лишь

одним из параметров, определяющих спектр генерации. Во многих трудах исследователи указывают на несоответствие параметров генерации реальных активных антенн расчетным. Особенно усложняется ситуация в случае многоэлементных конструкций, а именно такие устройства представляют наибольший практический интерес. При этом даже в случае одномерной решетки решение задачи требует проведения довольно сложных расчетов и экспериментальных исследований с учетом многих физических факторов, таких как:

- геометрические размеры антенны и материал подложки;
- характеристики активного элемента (транзистора);
- возможность возбуждения поверхностных волн в диэлектрике;
- электромагнитное взаимодействие между элементами.

**Цель работы.** Целью настоящей работы являлась разработка конструкций многоэлементных решеток микрополосковых антенн, интегрированных с полевыми транзисторами, и создание на их основе источников излучения СВЧ диапазона. Для достижения поставленной цели в процессе выполнения работы были решены следующие задачи:

- компьютерное моделирование микрополосковых антенн, обеспечивающих работу АГ как в одночастотном, так и в многочастотном режиме ;
- исследование особенностей работы транзисторов в качестве активных элементов, возможности повышения КПД генерации и мощности суммарного сигнала антенн-генераторов в решетке;
- определение условий синхронизации решетки антенн-генераторов с помощью внешнего источника СВЧ излучения, а также путем взаимной синхронизации АГ;
- исследование способов вывода излучения, полученного с помощью активных интегрированных антенн, как в свободное пространство, так и в диэлектрический и полый металлический волноводы.

**Научная новизна.**

- 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 решетки из активных логопериодических антенн с волноводом, встроенным в подложку.

Указанные результаты получены впервые.

**Практическая ценность работы.**

- В процессе исследований созданы образцы активных интегрированных антенн и многоэлементных решеток, которые могут быть применены в качестве компактных источников излучения в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонах волн.
- Разработана конструкция и созданы лабораторные образцы СВЧ генераторов с выводом излучения как в свободное пространство, так и через диэлектрический или полый металлический волновод.

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

- Конструкция микрополосковой антенны логопериодического типа является предпочтительной для создания широкополосных и многочастотных активных антенн (антенн-генераторов) СВЧ диапазона, в том числе с использованием полевых транзисторов.
- В условиях взаимной и внешней синхронизации излучателей в решетке АГ на полевых транзисторах осуществляется суммирование сигналов в пространстве с повышением выходной мощности, а также сужение диаграммы направленности излучения.

- Использование полупрозрачного диэлектрического зеркала позволяет до 3-х раз расширить полосу взаимной синхронизации АГ в решетке активных антенн и обеспечить эффективное суммирование мощности излучения отдельных АГ.
- Предложенная конструкция генератора на основе решетки логопериодических активных антенн и волновода, встроенного в подложку, позволяет осуществлять вывод излучения не только в свободное пространство, но и значительной его части (десятки процентов) в диэлектрический и полый металлический волноводы.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, 5-и глав, заключения и списка литературы. В работе приводится 58 рисунков и 4 таблицы. Библиография содержит 86 наименований. Общий объем работы составляет 100 машинописных страниц.

В **первой главе** (обзор литературы) обсуждаются теоретические основы синхронизации антенн-генераторов при воздействии внешнего гармонического сигнала и в многоэлементных конструкциях в рамках модели генератора Ван-дер-Поля. Описаны преимущества и недостатки существующих конструкций микрополосковых интегрированных антенн, а также области их применения и типовые характеристики.

Во **второй главе** приводится расчет характеристик микроволнового излучения, генерируемого микрополосковой логопериодической антенной. Проводится сравнение с другими распространенными типами микрополосковых антенн.

В **третьей главе** представлены результаты экспериментального исследования условий генерации микрополосковой антенны логопериодического типа при ее объединении с активным элементом. Теоретические оценки параметров антенн-генераторов сравниваются с результатами компьютерного моделирования с применением метода пространственной матрицы передающих линий и экспериментальными исследованиями.

**В четвертой главе** рассмотрены основные возможности синхронизации элементарных излучателей в решетках активных антенн, имеющие ключевое значение при проектировании многоэлементных активных антенн-генераторов:

- взаимная синхронизация одно- и двумерных решеток активных антенн;
- внешняя синхронизация;
- влияние дополнительного полупрозрачного зеркала.

Производится расчет и апробация конструкции решеток из микрополосковых антенн, обеспечивающих работу одночастотном и многочастотном режимах.

**В пятой главе** обсуждаются конструкции генератора на основе решетки антенн-излучателей, позволяющие улучшить условия взаимной синхронизации передающих элементов и выводить мощность излучения, как в открытое пространство, так и в волноводы. Особое внимание уделено возможностям 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 Millimeter-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 и 10-м Всероссийском семинарах по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн (Нижний Новгород, 2013, 2016), на конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП «ИСТОК», «СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА. 70 ЛЕТ РАЗВИТИЯ» (Фрязино, 2013), а также на конференции «2-я Московская Микроволновая неделя» (Москва, 2014).



**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. Kiiv, 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.
8. Любченко В. Е., Радченко Д. Е., Телегин С. А., Юневич Е. О. Микрополосковая антенна-генератор. Патент на полезную модель №156623 с приоритетом от 23.06.2015 г., зарег. в Госреестре 16.10.2015г.
9. Любченко В. Е., Юневич Е. О., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С. А., “Активные микрополосковые антенны и фазированные решетки на полевых транзисторах,” Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2015, том 7, № 1, с. 3-14.
10. Любченко В. Е., Юневич Е. О., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С. А., “Многочастотная и хаотическая генерация в микрополосковой антенне, интегрированной с полевым транзистором,” [Электронный ресурс] Журнал радиоэлектроники, 2015, № 1, URL: <http://jre.cplire.ru/alt/jan15/5/text.html> (дата обращения: 05.01.2017).
11. Любченко В. Е., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С.А, Юневич Е. О., “Генерация гармоник в схеме микрополосковой антенны-генератора, интегрированной с волноводом, встроенным в диэлектрическую подложку,” [Электронный ресурс] Журнал радиоэлектроники, 2016, № 2, URL: <http://jre.cplire.ru/koi/feb16/12/text.html> (дата обращения: 05.01.2017).
12. Любченко В. Е., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С. А, Юневич Е. О., “Генерация и фильтрация СВЧ излучения в схеме микрополосковой антенны-генератора, интегрированной с волноводом, встроенным в диэлектрическую подложку,” [Электронный ресурс] Журнал радиоэлектроники, 2016, № 10, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct16/12/text.html> (дата обращения: 05.01.2017).

Всего по результатам работы опубликовано более 20 статей в научных журналах 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.
- Спроектированы и изготовлены образцы активных антенн, в том числе, интегрированных с волноводом на диэлектрической подложке, проведены экспериментальные исследования по выводу излучения АГ в диэлектрический и полый металлический волноводы.
- Разработан специальный перестраиваемый источник питания, обеспечивающий независимое питание элементов решеток антенн-генераторов.
- Совместно с Юневичем Е. О. и Радченко Д. Е. проведены экспериментальные исследования по синхронизации антенн-генераторов и анализ полученных результатов.

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

К настоящему времени по вопросам создания и практического использования микрополосковых антенн, интегрированных с полупроводниковыми приборами, опубликовано довольно большое количество работ. При этом к активным антеннам относят как приемные устройства, в том числе ректенны (детекторы, совмещенные с антеннами), так и устройства, способные служить источниками СВЧ излучения, т.н. антенны-генераторы. Последние представляют для нас наибольший интерес, поскольку непосредственно касаются вопросов, являющихся предметом исследований в диссертационной работе.

## **1.1 Теоретические основы работы антенны-генератора в качестве источника излучения**

Несмотря на значительное количество публикаций, посвященных активным антеннам, в теории антенн-генераторов остается еще много вопросов. В частности, для анализа условий синхронизации АГ в составе решетки излучателей важно ввести модель единичной антенны-генератора. Из теорий, описывающих поведение антенн-генераторов можно выделить работы [7,8]. В [8] представлен подход, основанный на использовании кубичной характеристики нелинейного элемента, аналогично модели генератора Ван-дер-Поля. 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. Эти соотношения являются ключевыми при описании переходных процессов и стационарных

состояний в системе связанных генераторов, которой является многоэлементная решетка АГ.

В [8] рассмотрена схема генератора, представленная на рис. 1.1.



Рисунок 1.1. Эквивалентная модель генератора [8].

Генератор представлен как проводимость с отрицательной вещественной частью, соединенная с резонансной нагрузкой с положительной вещественной частью. Предполагается, что проводимость  $Y_L$  представляет собой параллельное соединение индуктивности, емкости и сопротивления. В условиях возбуждения уравнение для тока в цепи имеет вид:

$$j\omega I_D + \left(\frac{1}{L} + \frac{j\omega}{R} - \omega^2 C\right)V = 0 \quad (1.1)$$

Используется модель Ван-дер-Поля с представлением зависимости тока в активном элементе в виде:

$$i_D(t) = -\varepsilon(g_1 v(t) - g_3 v^3(t)) \quad (1.2)$$

Предложенная Ван-дер-Полем характеристика представляет собой пример так называемой мягкой характеристики нелинейного элемента [9]. Для такого типа характеристик коэффициент передачи автогенератора  $\beta_0$  максимален при малых амплитудах, а с ростом амплитуды монотонно падает. Условие самовозбуждения автогенератора записывается в виде:

$$\beta_0 > 1 \quad (1.3)$$

Амплитуда сигнала в стационарном режиме будет тем больше, чем больше запас в неравенстве (1.3). 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.

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 [10]

$$Y(\omega_{inst}, A)V = Y_L V + Y_D(\omega_0, A_0)V + (\omega_{inst} - \omega_0) \left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V + \dots = 0 \quad (1-4)$$

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

Рассмотрение воздействия на автогенератор внешней силы происходит аналогичным способом. Если сигнал подается в выбранную точку извне, то равенство (1-4) изменяется на следующее

$$I_{inj} + Y(\omega_{inst}, A)V = I_{inj} + Y_L V + Y_D(\omega_0, A_0)V + (\omega_{inst} - \omega_0) \left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V + \dots = 0 \quad (1-5)$$

Используя выражение для мгновенной частоты  $\omega_{inst} = \omega_0 + \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{d}{dt} \ln A$ , получается

$$\frac{I_{inj}}{\left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} V} + \frac{Y(\omega_0, A_0)}{\left. \frac{\partial Y}{\partial \omega} \right|_{\omega_0}} + \left[ \frac{d\varphi}{dt} - j \frac{d}{dt} \ln A \right] = 0 \quad (1-6)$$

Если заменить отрицательную проводимость в соответствии с моделью Ван-дер-Поля и взять частную производную по частоте, то можно получить следующее выражение для действительной части (1-6):

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{inj} - \theta) \quad (1-7)$$

Это выражение для фазы известно как уравнение Адлера, в котором  $\frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}}{A} = \Delta\omega_{lock}$  - так называемая полоса захвата.

Решение уравнения Адлера может быть получено аналитически в приближении малости изменений амплитуды колебаний [8]. Ключевым параметром при этом является коэффициент отклонения частоты внешнего сигнала от собственной частоты генератора:

$$K = \frac{\Delta\omega_{inj}}{\Delta\omega_{lock}}, \text{ где } \Delta\omega_{inj} = \omega_{inj} - \omega_0 \quad (1-8)$$

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  $\sin^{-1}(K)$ .

В случае, когда  $|K|$  по величине больше единицы, т. е. внешний сигнал находится вне полосы захвата, генератор будет находиться в незахваченном состоянии. В таком случае спектральная характеристика становится более сложной. Решения уравнения Адлера представляют собой сходящиеся ряды, которые отражают решение для фазы вне полосы захвата. Данные ряды являются формой рядов Фурье, и коэффициенты в разложении представляют собой амплитуды гармоник линейного спектра для сигнала генератора. Данный спектр может быть получен экспериментально на экране анализатора спектра при воздействии внешнего сигнала на антенну-генератор вне полосы захвата. Схематичное изображение представлено на рис. 1.2. В зависимости от значения  $K$  спектр излучения антенны-генератора при воздействии на него внешнего гармонического сигнала вне полосы захвата представляет собой 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  $\omega_{inj}$ .

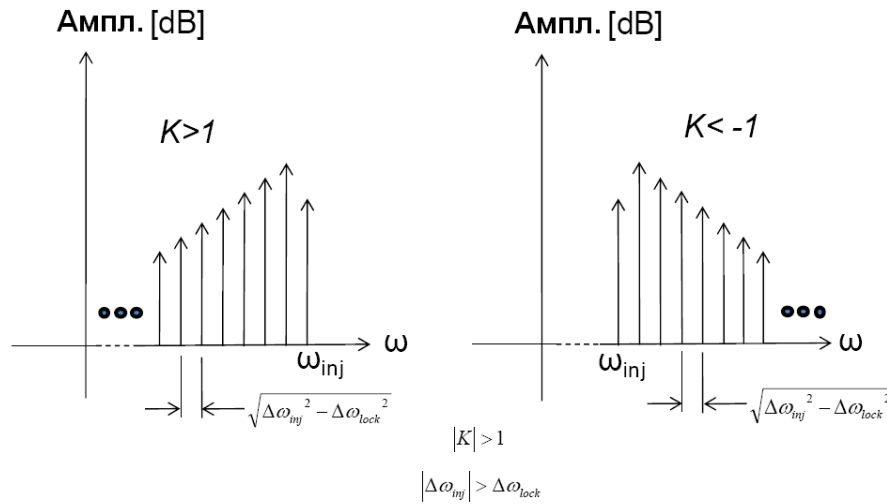


Рисунок 1.2. Спектр несинхронизированного генератора [8].

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  $\omega_{inj}$ .

В [7] показано, что модель Ван-дер-Поля может успешно использоваться для описания основных свойств одиночных АГ на транзисторах. Автор работы продемонстрировал, что на примере модели генератора с единым истоком (рис. 1.3) реальные характеристики транзистора можно с достаточной точностью аппроксимировать выражением, аналогичным модели Ван-дер-Поля. Однако для теоретического расчета коэффициентов в уравнении (1.2) необходимо знать точные параметры пассивной антенны. В связи с этим автором был предложен метод экспериментального определения коэффициентов с помощью измерения амплитуды генерируемого сигнала и подачи модулирующего сигнала в цепь смещения транзистора и получены значения для используемых в работе транзисторов, которые хорошо согласовывались с результатами теоретического расчета.



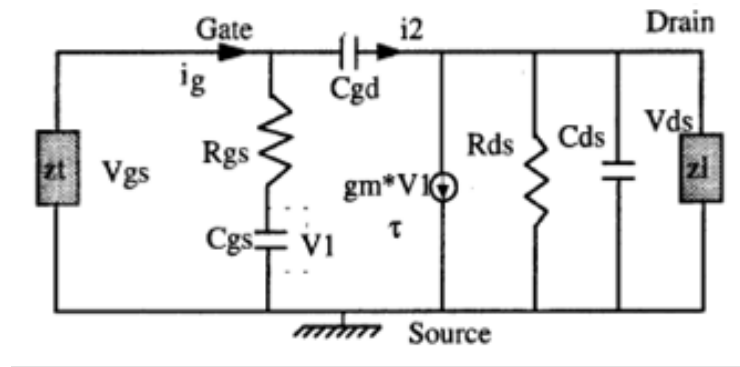


Рисунок 1.3. Эквивалентная модель генератора на полевом транзисторе [7].

## 1.2 Работа антенны-генератора в составе многоэлементной системы источников излучения

Вопросы, связанные с воздействием внешней силы и возможности синхронизации колебаний в АГ сигналом от внешнего источника приобретают важное значение при построении многоэлементных решеток как из АГ, связанных передающими линиями (grids), так и без межсоединений (arrays), поскольку это, как правило, связано с проявлениями взаимного влияния АГ в процессе работы. Это влияние может быть использовано или, по крайней мере, должно быть учтено при попытке суммирования мощностей излучения АГ или управления формой диаграммы направленности, в том числе сканирования лучом. Для АГ, выполненных в виде микрополосковых антенн, интегрированных с полевыми транзисторами, взаимодействие может осуществляться как в пространстве излучения, так и путем возбуждения поверхностных волн в диэлектрической подложке, а также через специальные цепи взаимной связи.

Исследованию работы связанных АГ посвящено большое количество работ [11-38], в том числе монографии. В основном различают три возможных схемы: два связанных АГ; одномерная решетка (линейка); двумерная решетка. Как показали аналитические расчеты и компьютерное моделирование [8], для

выяснения особенностей работы АГ в составе линейной решетки достаточно исследовать систему из трех элементов, для двумерной решетки – четырех или шести. При этом основные закономерности удастся выявить путем рассмотрения схем, в которых АГ представляется как дискретный излучатель.

### 1.2.1 Система из двух антенн-генераторов

В случае двух элементов они оба оказывают внешнее воздействие друг на друга. Независимо от природы взаимодействия между генераторами в [8] данная система рассматривается с помощью уравнений Адлера для 2-х генераторов:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \omega_{01} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_2 - \theta_1) \quad (1-9)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \omega_{02} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (1-10)$$

Индексы в (1-9) и (1-10) обозначают номера генераторов. Вычитая одно уравнение из другого и сделав замены, можно получить:

$$\frac{d\tilde{\psi}}{d\tau} = -\left(\sin\tilde{\psi} + \tilde{K}\right), \quad (1-11)$$

$$\tilde{\psi} = \theta_1 - \theta_2 \quad (1-12)$$

$$\tilde{K} = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{2\Delta\omega_{lock}} \quad (1-13)$$

$$\tilde{\tau} = 2\Delta\omega_{lock} t \quad (1-14)$$

Уравнение (1-11) 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. Значение частоты колебаний в стационарном состоянии оказывается равным среднему арифметическому 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.

В случае связи между генераторами со сдвигом фазы авторы [8] получают, что полоса захвата изменяется на косинус фазы сигнала взаимной связи.

$$\Delta\omega_{eff} = \Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12} \quad (1-15)$$

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.

Частота синхронных колебаний в системе 2-х связанных антенн-генераторов в данном случае должна быть равна

$$\omega_{ref} = \frac{(\omega_{01} + \omega_{02})}{2} - (\Delta\omega_{lock} \sin \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2), \quad (1-16).$$

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 [39].

Стабильность поведения системы двух генераторов при наличии сдвига фаз в сигнале взаимной связи рассмотрена в [8]. Для этого вводят небольшую расстройку фазы генераторов  $\delta$ . Это приведет к следующему дифференциальному уравнению для расстройки:

$$\frac{d\delta}{dt} = -[2(\Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2)]\delta \quad (1-17)$$

Решение данного уравнения имеет вид

$$\delta(t) = e^{-[2(\Delta\omega_{lock} \cos \Phi_{12}) \cos(\theta_1 - \theta_2)]t} \quad (1-18)$$

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

$$\cos \Phi_{12} \cos(\theta_1 - \theta_2) > 0 \quad (1-19)$$

Это означает, что в случае, когда сдвиг фазы сигнала взаимной связи генераторов меньше  $90^\circ$ , то 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.

Для последовательного включения резонансного контура, условие стабильности принимает вид

$$\cos \Phi_{12} \cos(\theta_1 - \theta_2) < 0, \quad (1-20)$$

и поведение генераторов будет противоположно описанному выше.

### 1.2.2 Синхронизация в линейной решетке антенн-генераторов

Для одномерной конструкции авторы [8] предположили, что генераторы связаны только с соседними генераторами, и что связь между генераторами может быть представлена как некоторая цепь связи, которая присоединена к решетке генераторов, и эта цепь может быть описана в терминах характеристик портов, т. е. с помощью матрицы проводимости или рассеяния.

Аналогично случаю 2-х генераторов используются уравнения Адлера для случая  $2N + 1$  генераторов:

$$\frac{d\theta_i}{dt} = \omega_{0i} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i+1} - \theta_i - \Phi_{i,i+1}) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i-1} - \theta_i - \Phi_{i,i-1}), \quad (1-21)$$

где  $-N < i < N$  – целое число, обозначающее каждый генератор. Для удобства выбрано нечетное число генераторов, так что в решетке есть центральный генератор. Это не накладывает значительных ограничений на результаты, и позволяет получить соотношения для различных случаев синхронизации решетки АГ. С практической точки зрения удобно иметь либо центральный генератор, на

который можно подавать внешний сигнал, стабилизирующий генерацию решетки, либо синхронизировать одновременно все генераторы падающей волной.

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

$$\frac{d\theta_{-N}}{dt} = \omega_{0-N} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{-N+1} - \theta_{-N} - \Phi_{-N,-N+1}) \quad (1-22)$$

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

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

$$\varphi_i = \theta_i - \omega_{ref} t, \quad (1-23)$$

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 получается выражение для полосы захвата, аналогичное случаю двух генераторов. А частота ансамбля генераторов изменяется в случае равной фазы в соответствии с выражением

$$\bar{\omega}_{ref} = \omega_{ref} + \Delta\omega_{lock} \sin(\Phi) [\cos(\varphi_{i+1} - \varphi_i) + \cos(\varphi_{i-1} - \varphi_i)] \quad (1-25)$$

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 [40].

### 1.2.3 Обобщение на случай двумерной решетки

Практически все аналитические рассуждения, сделанные для линейных решеток, могут быть обобщены на случай двумерных конструкций. Простейшая двумерная решетка представляет собой массив из линейных решеток, помещенных друг за другом. Полагая связи только с соседними элементами, авторы [8] получили, что каждый генератор связан с четырьмя другими, и может быть описан по аналогии с (1-21)

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_{ij}}{dt} = & \omega_{0ij} + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i+1,j} - \theta_{ij} - \Phi) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i-1,j} - \theta_{ij} - \Phi) + \\ & + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i,j-1} - \theta_{ij} - \Phi) + \Delta\omega_{lock} \sin(\theta_{i,j+1} - \theta_{ij} - \Phi) \end{aligned}, \quad (1-26)$$

где допущено предположение, 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 решетка 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 решетки. Таким образом, эффективная полоса захвата и сдвиг частоты синхронных колебаний в ансамбле представляются в виде функции от сдвига фазы взаимной связи.

### 1.3 Основные конструкции и характеристики микрополосковых интегрированных антенн-генераторов

Параметры микрополосковых интегрированных антенн-генераторов определяются как формой и материалом излучающего элемента (антенны), так и свойствами активного элемента. При формировании на общей подложке многоэлементных конструкций в виде решеток с межсоединениями (“grids”) или без межсоединений (“arrays”) важную роль играет взаимное влияние АГ, в том числе эффекты синхронизации по частоте и по фазе излучаемых волн. Эти явления используются для суммирования мощности АГ в пространстве излучения, что расширяет возможности их практического использования.

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 [41]. При этом частотные характеристики антенны-генератора определяются не только геометрией антенны, но и характеристиками активного элемента.

#### 1.3.1 Одиночная антенна-генератор

Примеры конструкций одиночной антенны-генератора представлены на рис. 1.4. Конструкция (а) удобна при использовании в качестве активного элемента двухэлектродных планарных приборов, например, фотомиксеров. Для ввода или вывода излучения используется диэлектрическая линза, на плоской поверхности которой располагаются металлическая пленка антенны и интегрированный с ней активный элемент. Недостатком конструкции является сложность (и, соответственно, высокая стоимость изготовления) линзы, а также то, что часть излучения уходит в свободное пространство. Альтернативой является вывод излучения в свободное пространство без использования линзы. В этом случае конструкция состоит из трех слоев: сверху – проводящая

(металлическая) пленка требуемой конфигурации (собственно, антенна), снизу – слой сплошной металлизации и диэлектрик между ними (рис. 1.4б). Излучающая антенна обычно по размерам сравнима с длиной волны, а размеры диэлектрического основания (подложка) 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 диэлектрической пластине может располагаться несколько излучателей, образуя решетку.



Рисунок 1.4. а) АГ с выводом излучения через диэлектрическую линзу; б) АГ с металлизацией тыльной стороны диэлектрической подложки.

Основное формирование диаграммы направленности (ДН) излучения происходит в области металлизации над диэлектриком. Для практических приложений необходимы как антенны с ДН близкой к круговой, так и узконаправленные антенны с  $\text{КНД} > 10$ .

Мощность, генерируемая единичным твердотельным активным элементом в диапазоне СВЧ, как правило, составляет несколько милливатт, хотя известны примеры приборов с мощностью в несколько ватт [42]. При этом с ростом рабочей частоты мощность полупроводниковых генераторов убывает пропорционально частоте, а свыше 100 ГГц – еще более резко [43]. С целью получения необходимого уровня мощности генераторы объединяют в



многоэлементные конструкции, для чего схема, представленная на рис 1.4б, является наиболее подходящей.

Одним из 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 приводятся расчетные значения входного сопротивления антенны [44]. В случае нестандартной геометрии целесообразно пользоваться результатами, получаемыми в процессе компьютерного моделирования.

Особое место занимают АГ с так называемыми частотно независимыми антеннами [45], поскольку позволяют осуществлять режим многочастотной генерации, в т.ч. генерацию гармоник основной частоты. К частотно независимым антеннам относятся галстук-бабочка, спиральная и логопериодическая антенны [46]. Идеальной геометрией является галстук-бабочка с неограниченной длиной плеч (рис. 1.5а). В реальности же ограничение длины плеч приводит к тому, что токи отражаются от краев антенны, и это ограничивает полосу частот, в которой антенна является частотно независимой.

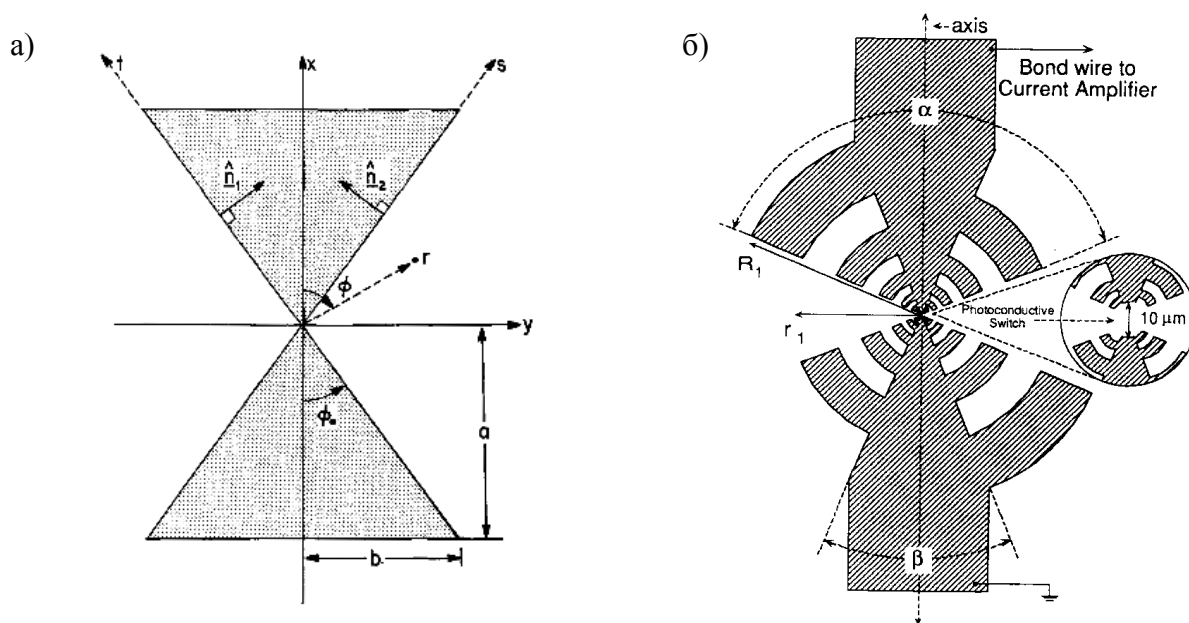


Рисунок 1.5. а) Антенна “Галстук-бабочка”; б) Микрополосковая логопериодическая антенна [47].

Для широкого круга приложений привлекательными являются логопериодические микрополосковые антенны (рис.1.5б). Конструкция пассивного излучателя в виде логопериодической антенны (ЛПА) была впервые предложена в 1957г. Дюамелем и Избеллом на съезде института радиоинженеров США [48]. 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 [49-52]. 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  $f_{\min}$  определяются только габаритными размерами антенны, а максимальная верхняя частота  $f_{\max}$  зависит от размеров и типа питающей системы, а также точности изготовления антенны [53]. Предел отношения частот в случае ЛПА увеличивается до 20:1.

При всей привлекательности конструкции, в которой микрополосковая логопериодическая антенна объединяется с активным элементом, ее свойства и возможности использования изучены слабо. Внимания заслуживает опубликованный еще в 1966 году теоретический расчет электротехнических параметров пассивной микрополосковой логопериодической антенны [46]. Авторами получены значения для входного импеданса антенны, а также коэффициента направленного действия (КНД) антенны в зависимости от геометрических размеров.

Первые работы по созданию антенн-генераторов велись на базе двухэлектродных приборов [54-58]. 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 [59,60]. В связи с этим основной интерес стал проявляться к антеннам-генераторам с транзисторами в качестве активного элемента [61-64].

Для улучшения направленных свойств антенны могут использоваться различные техники. Например, в [65] была добавлена полость в отражающем материале (рис. 1.6). АГ работала на частоте 10.27 ГГц и генерировала мощность порядка 7 мВт.

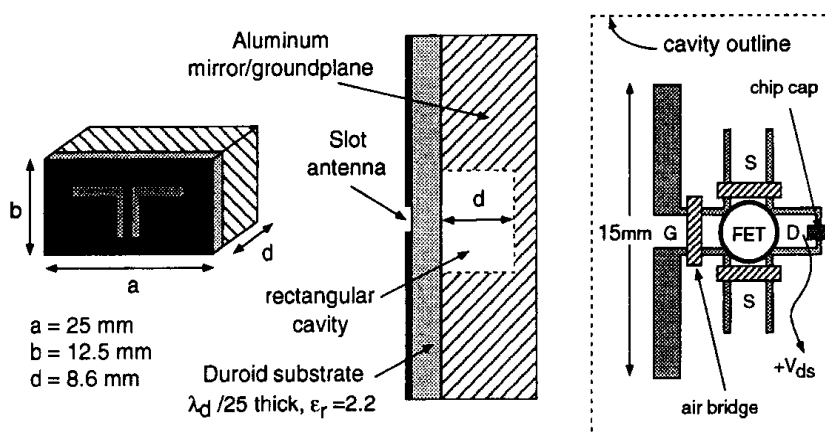


Рисунок 1.6. Антенна с дополнительной полостью в диэлектрике [65].

Для улучшения характеристик излучаемого сигнала возможна установка нескольких активных элементов на одной пассивной антенне (рис. 1.7) [66]. Присутствие дополнительного активного элемента, интегрированного с прямоугольной микрополосковой антенной, позволило добиться увеличения генерируемой мощности антенны-генератора и более низкого уровня кросс-поляризации по сравнению с одним активным элементом.

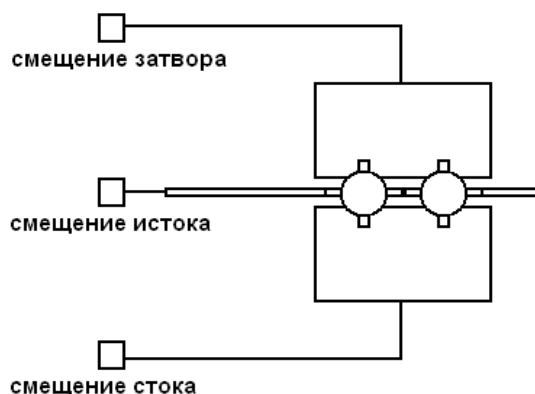


Рисунок 1.7. Антенна с двумя активными элементами [66].

### 1.3.2 Многоэлементные конструкции

В случае систем, для которых требуется значительная мощность излучения, активные антенны необходимо объединять в линейки и решетки, обеспечивая суммирование мощностей источников колебаний. Известны работы, в которых авторы получали мощность 10 Вт и более [67]. Суммирование мощностей в решетке активных антенн осуществляется различными способами: в свободном пространстве, в объемном резонаторе, в диэлектрической подложке. Используя одномерный или двумерный ансамбль из активных антенн, возможно создание устройств со сканирующим лучом. При этом для управления диаграммой направленности применяются как классические фазовращающие схемы [59], так и методы, использующие физические свойства самих антенн [68]. Для обеспечения режима одночастотной генерации применяют различные схемы синхронизации [11,12].

К многоэлементным конструкциям АГ применимы законы квазиоптики, основанные на гауссовских волновых пучках [13]. В большинстве сумматоров мощности, построенных на основе квазиоптических принципов, размещение активных элементов имеет вид некоторой решетки. В решетке каждый элементарный осциллятор работает в свободном режиме со случайной фазой

относительно других осцилляторов. Сложность заключается в том, чтобы синхронизировать множество автогенераторов, как по частоте, так и по фазе. Не простыми являются также 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 синхронизация частоты и фазы элементов распределенной решетки из активных элементов формируется зеркалами резонатора. Этот способ был использован на начальной стадии исследований и получил дальнейшее развитие и усовершенствование [28]. Значительное число работ посвящено суммированию мощностей диодов Ганна в ОР с использованием активных ячеек на основе микрополосковой технологии [29-31].

Суммирование мощности до десятка активных элементов осуществлено многими авторами с использованием традиционного ОР и традиционных методов согласования импедансов активных элементов и колебательной системы [32-34]. Совершенствовалась конструкция и улучшались характеристики сумматоров мощности, в которых диоды установлены в прозрачной решетке из прямоугольных брусков [35-36]. В [37] описан сумматор, работающий на второй гармонике.

Эксперименты по синхронизации активных интегрированных антенн полем волны, падающей в направлении плоскости антенны, были проведены в работе [38]. Исследовалась синхронизация как одиночных, так и сдвоенных излучателей, состоящих из диода Ганна и прямоугольной микрополосковой антенны (рис. 1.8а). Также изучена возможность их взаимной синхронизации.

Пример внешне синхронизированной решетки антенн-автогенераторов размерности  $4 \times 4$  для суммирования мощностей рассмотрен в [17]. Полевые транзисторы, интегрированные с прямоугольными микрополосковыми антеннами, синхронизированы внешним сигналом по фазе и частоте. Особенностью схемы

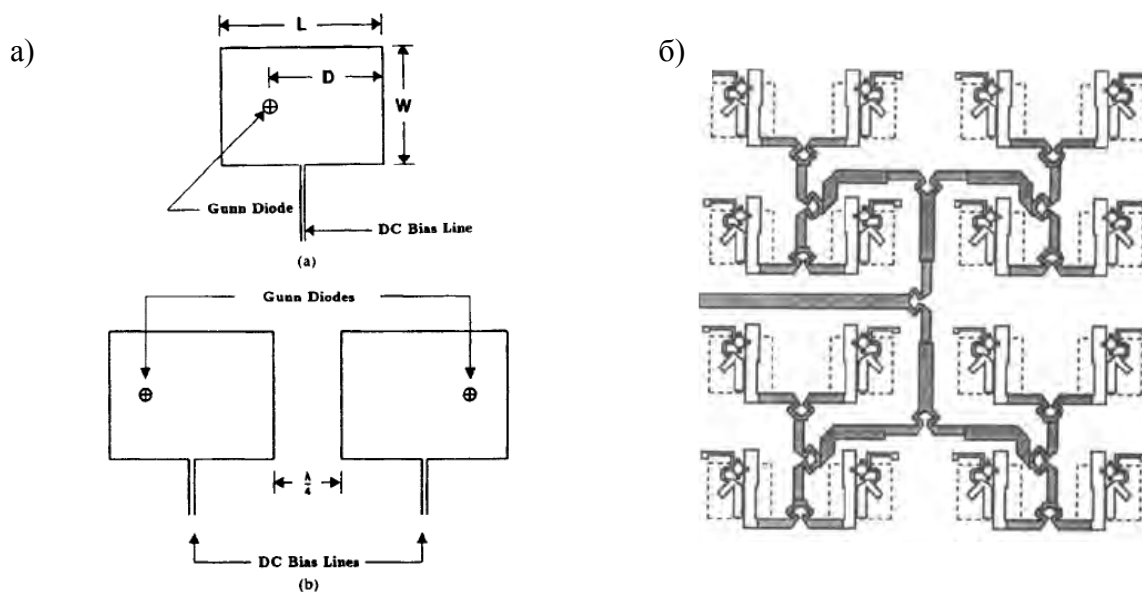


Рисунок 1.8. а) Синхронизация прямоугольных антенн на диодах Ганна путем взаимодействия в пространстве излучения [38]; б) Синхронизация антенн-генераторов по схеме Вилкинсона [17].

является то, что внешний синхросигнал подается индивидуально на каждый из 16-ти осцилляторов с помощью делителя Вилкинсона (рис. 1.8б). Суммирование мощностей происходит в пространстве в направлении, перпендикулярном плоскости антенны.

Синхронизация решеток активных интегрированных антенн с успехом применяется в усилителях сигналов. Помещая решетку из 9-ти прямоугольных антенн, интегрированных с НЕМТ транзисторами между передающей и приемной антеннами [69], 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 решеток активных антенн. Рассмотрены случаи расположения решеток как в дальней зоне друг от друга, так и в ближней. Показано, что в случае расположения решеток на небольшом расстоянии друг от друга (ближняя зона) могут быть достигнуты результаты не хуже, чем в случае расположения решеток 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 [70].

Примером параллельного расположения решеток активных антенн может послужить исследование [71]. Предложенная трехмерная конструкция, представленная на рис. 1.9, очень хороша с точки зрения отведения тепла, что является одной из ключевых проблем при создании многоэлементных устройств. Четыре параллельно расположенные решетки 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.

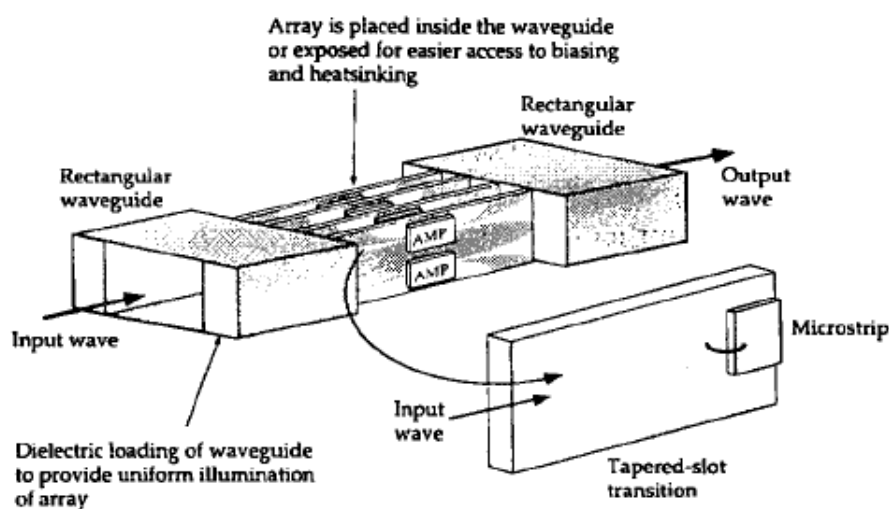


Рисунок 1.9. Суммирование мощностей при параллельном расположении элементов [71].

Взаимная синхронизация может осуществляться через цепи синхронизации, а также поверхностной, либо пространственной волной. Преимуществом взаимно синхронизированных решеток автогенераторов является отсутствие внешнего источника синхронизации, что потенциально может уменьшить 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 решетка связанных осцилляторов, состоящая из полевых транзисторов, интегрированных с прямоугольными микрополосковыми антеннами [16] (рис. 1.10). Авторы исследовали как антенны с диодами Ганна, так и с полевыми транзисторами. В

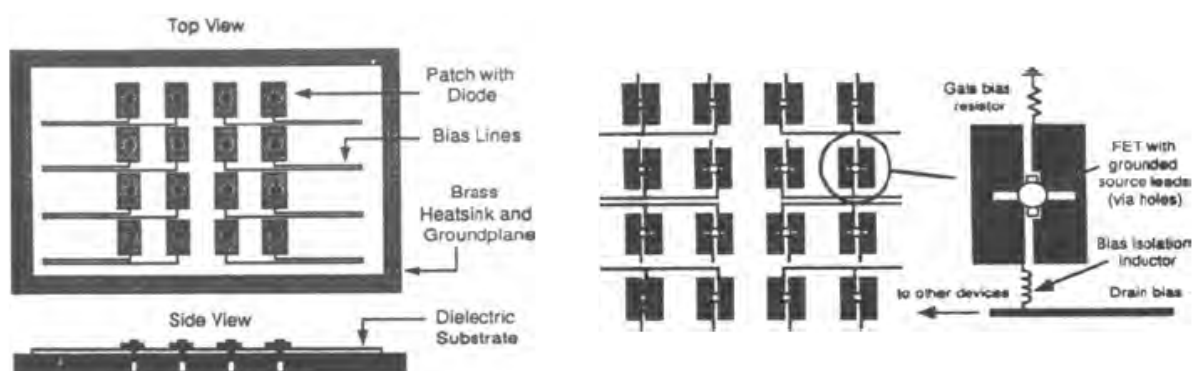


Рисунок 1.10. Синхронизация слабо связанных антенн-генераторов [16].

условиях эксперимента ширина полосы синхронизации для диодов Ганна составила около 100 МГц, а в случае полевых транзисторов – около 400 МГц. Одним из способов повысить связанность системы может послужить применение внешнего отражателя.

У решетки 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 служит сумматор мощности второй гармоники, показанный на рис. 1.11 [18]. 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

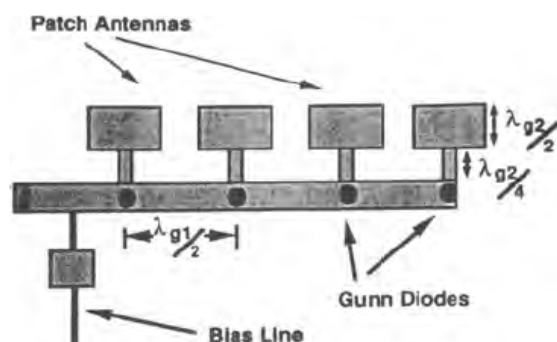


Рисунок 1.11. Использование сильной связи [18].

возбуждении, с которым необходимо бороться.

Исследование стабильных режимов связанных генераторов [10] показало, что в зависимости от выбора эквивалентной схемы единичного генератора (параллельной или последовательной) получаются принципиально различные результаты моделирования решетки из связанных антенн. В обоих случаях были получены частотные диапазоны стабильности для линейной решетки из 3-х антенн.

Решетки активных интегрированных антенн, реализованные в многослойной структуре, являются современным направлением для практических применений [11,20,68]. Элементы пассивной антенны располагаются по одну сторону от заземленного металлического слоя, а активные цепи, которые включают осцилляторы, усилители и фазосдвигатели – по другую сторону от пластины “земли” (рис. 1.12). Связь между двумя слоями осуществляется через круглые отверстия в пластине “земли”. Апертурно-связанные схемы активных антенн призваны решить основные сложности, связанные с активными решетками, использующими приемопередающие модули [38]. Первая задача заключается в изоляции входного и выходного сигналов и обеспечении стабильности параметров выходного сигнала решетки. Вторая сложность – поддержание однонаправленного излучения и предотвращение побочного

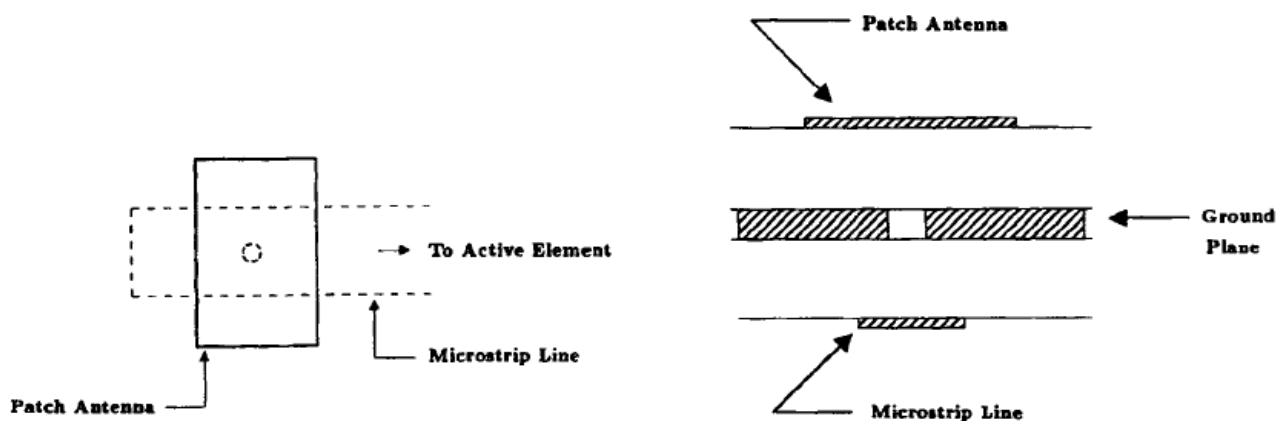


Рисунок 1.12 Многослойная конструкция антенны-генератора [67].

излучения от соединительных линий. Заземленный металлический слой разделяет излучающую поверхность от цепей питания, исключая возможность излучения паразитного сигнала источником. Вследствие хорошей развязки 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 активных цепей. При этом активные элементы могут изготавливаться с применением монокристаллической технологии. Аналогичные работы проводились авторами [11], где исследовались свойства апертурно-связанных антенн с прямоугольными отверстиями в металлической разделительной пластине.

## 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

остаётся актуальной. В особенности это касается миллиметрового диапазона волн, где задача создания источников излучения далека от полного решения.

Использование транзисторов в качестве активных элементов АГ перспективно с точки зрения обеспечения необходимой выходной мощности и КПД по сравнению с известными двухэлектродными приборами (диоды Ганна, ЛПД), несмотря на некоторое усложнение конструкции генератора.

Использование микрополосковых антенн логопериодического типа является перспективным для АГ на транзисторах, поскольку обеспечивает возможность генерации в широкой полосе частот при достаточно высокой добротности.

Наиболее важной практической задачей является создание многоэлементных решеток антенн-генераторов, что связано с необходимостью обеспечить синхронизацию их как по частоте, так и по фазе, а также эффективное суммирование мощности излучения.

В настоящей работе показана возможность продвинуться в решении указанных проблем на примере создания источников микроволнового излучения в виде многоэлементных решеток микрополосковых логопериодических антенн, интегрированных с полевыми транзисторами.

## **Глава 2. Микрополосковые антенны как элемент генераторов микроволнового излучения - компьютерное моделирование и сравнительные оценки**

Спектральные, энергетические и направленные свойства активных антенных решеток во многом определяются свойствами их элементов, в первую очередь микрополосковых антенн.

Одни из первых попыток теоретического расчета ближнего поля антенн, а также результаты компьютерного моделирования различных конструкций приводятся в работах [72,73]. Для них характерны довольно простые геометрические формы и высокая степень абстракции используемых моделей.

Для конструкций антенн-генераторов на полевых транзисторах привлекательными являются частотно независимые антенны, к которым относятся, в частности, антенны типа галстук-бабочка, спиральные и логопериодические микрополосковые антенны [74]. Применение данного типа антенн должно обеспечить генерацию в более широкой полосе частот по сравнению с хорошо известными “patch” антеннами.

С развитием электронно-вычислительной техники становится возможным рассчитывать распределение электромагнитного поля для конструкций практически любых геометрий и составляющих их материалов при наличии доступных вычислительных мощностей. Результаты проведенных в настоящей работе исследований в данном направлении приведены далее.

### **2.1 Моделирование микрополосковых антенн методом пространственной матрицы передающих линий**

Для проведения моделирования в работе используется метод пространственной матрицы передающих линий (*3D-TLM*) [75]. 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:

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

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

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

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

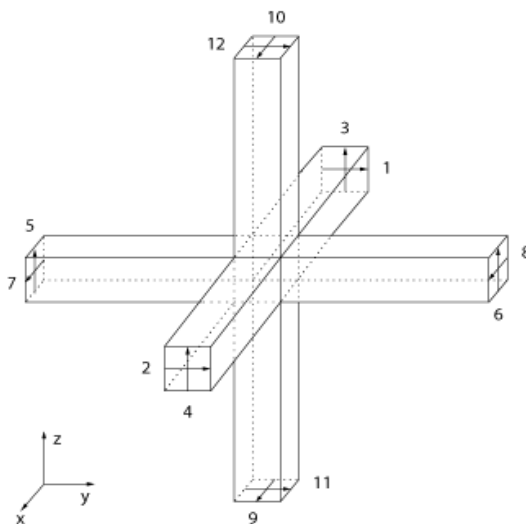


Рисунок 2.1. TLM-ячейка.

После этого можно, как показано в [75], проинтегрировать уравнения Максвелла по ячейке:

$$\oint E_x dx + E_y dy + E_z dz = -\frac{d}{dt} \int B_x dx + B_y dy + B_z dz$$

$$\oint H_x dx + H_y dy + H_z dz = \frac{d}{dt} \int D_x dx + D_y dy + D_z dz$$
(2-3)

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

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

а матрица рассеяния  $\mathbf{S}$  равна

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

где

$$S_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(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 [76]. Преимущество эквивалентной поверхности заключается в том, что она позволяет автоматически учесть эффекты, связанные со свойствами материалов (диэлектриков, магнетиков) и источников энергии.

## 2.2 Варианты конструкции микрополосковых антенн

Эффективность антенн как излучателей изучалась с учетом возможности сравнения с результатами эксперимента [77]. Для сравнения были выбраны следующие типы микрополосковых антенн: дипольная, прямоугольная и логопериодическая. Из класса частотно независимых антенн была выбрана логопериодическая антенна вследствие ее удобства объединения с транзистором и многорезонаторной конструкции. Последнее делает ее более предпочтительной с точки зрения добротности по сравнению с, например, антенной типа галстук-бабочка.

Рассматривалась конструкция планарной микрополосковой антенны, в которой тыльная сторона диэлектрика была полностью металлизирована. В качестве диэлектрика использован материал ФЛАН-5 с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 5$ . 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) -  $\sqrt{2}$ . Параметры были выбраны исходя из необходимости

согласования с транзистором в условиях эксперимента в соответствии с имеющимися данными расчетов [46]. Длина наибольшего зубца

$$L \approx \lambda_{\text{eff}} / 4$$

$$\lambda_{\text{eff}} = \lambda / \sqrt{\frac{\epsilon + 1}{2}} \quad (2-7)$$

Здесь  $\lambda$  - длина волны в вакууме. Для сравнения логопериодической

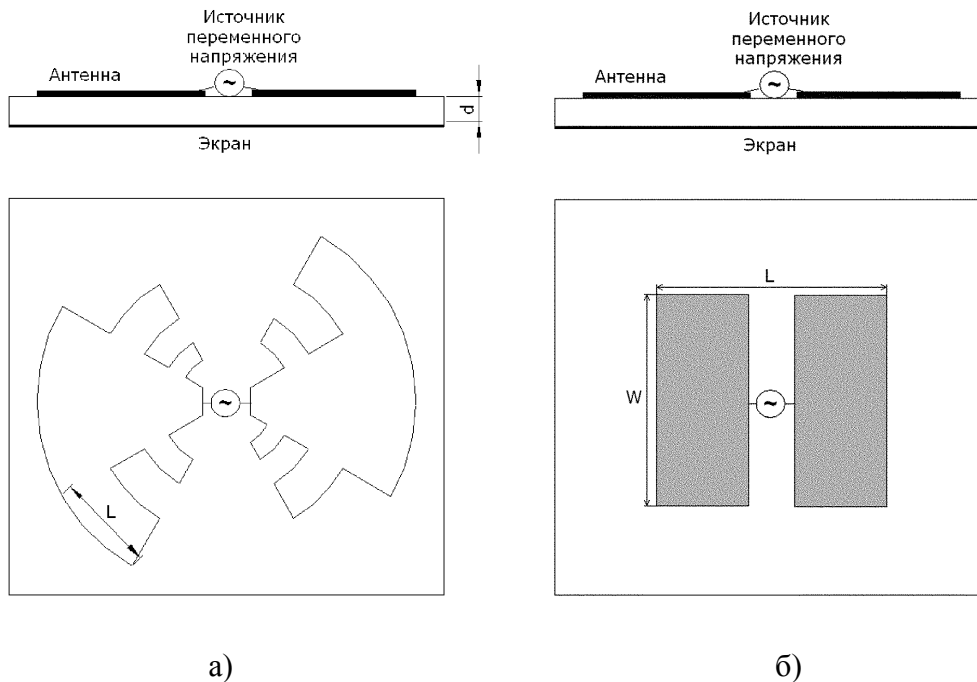


Рисунок 2.2. а) Логопериодическая антенна; б) Прямоугольная микрополосковая антенна.

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 [76]:

$$W = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{\epsilon + 1}{2}}}$$

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (2-8)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{d}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

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



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

### 2.3 Частотные характеристики и направленность излучения антенн

Расчеты 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  $\lambda_d = \lambda/\sqrt{\varepsilon}$  – длина волны в диэлектрике.

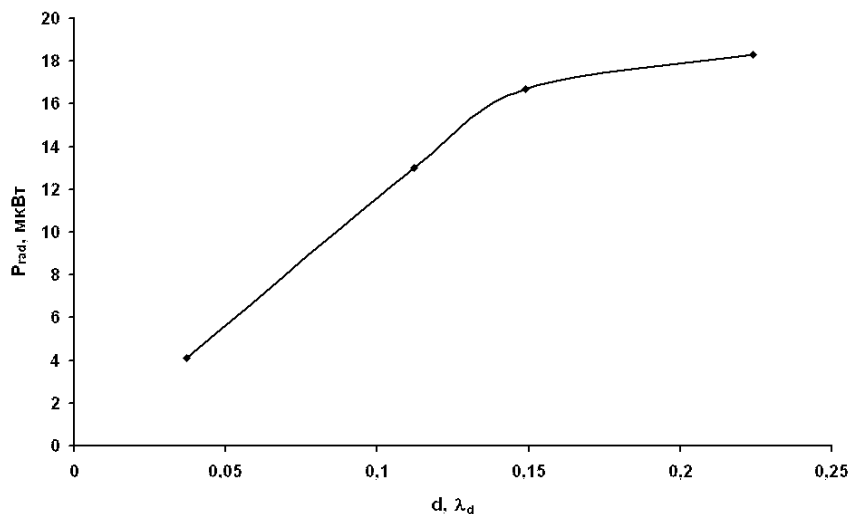


Рисунок 2.3. Зависимость излучаемой мощности от толщины диэлектрика.

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.

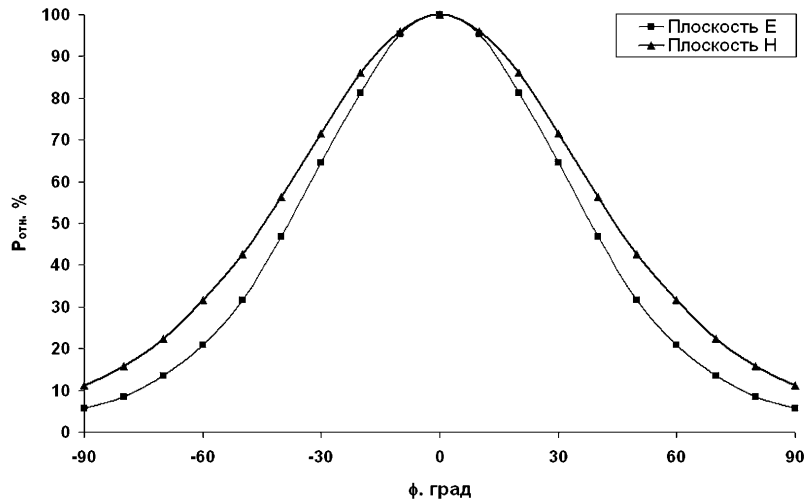


Рисунок 2.4. Диаграмма направленности логопериодической антенны.

Частотная характеристика антенны в случае максимальной излучаемой мощности (рис. 2.5) имеет помимо основного пика вблизи 10 ГГц еще два пика в исследуемом диапазоне частот от 7,5 ГГц до 22,5 ГГц, которые соответствуют второму и третьему по величине зубцам антенны.

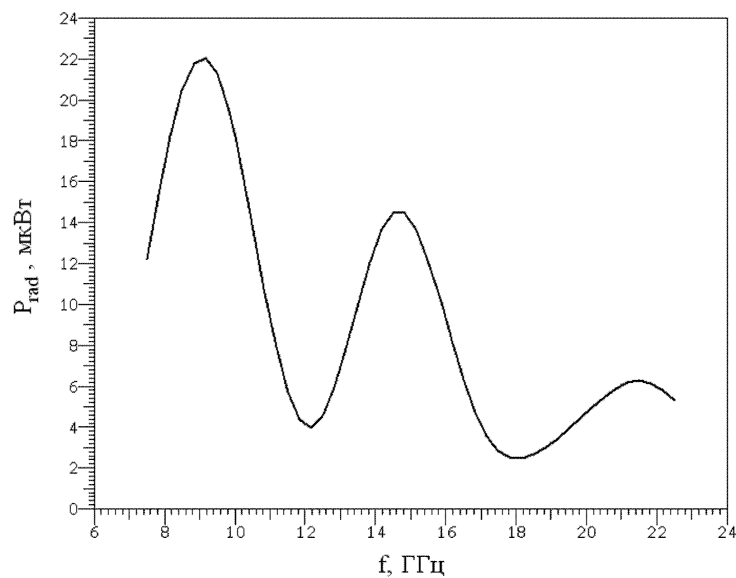


Рисунок 2.5. Частотная характеристика логопериодической антенны.

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).

Таблица 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

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 21 и 17 ГГц, причем частотная характеристика 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.

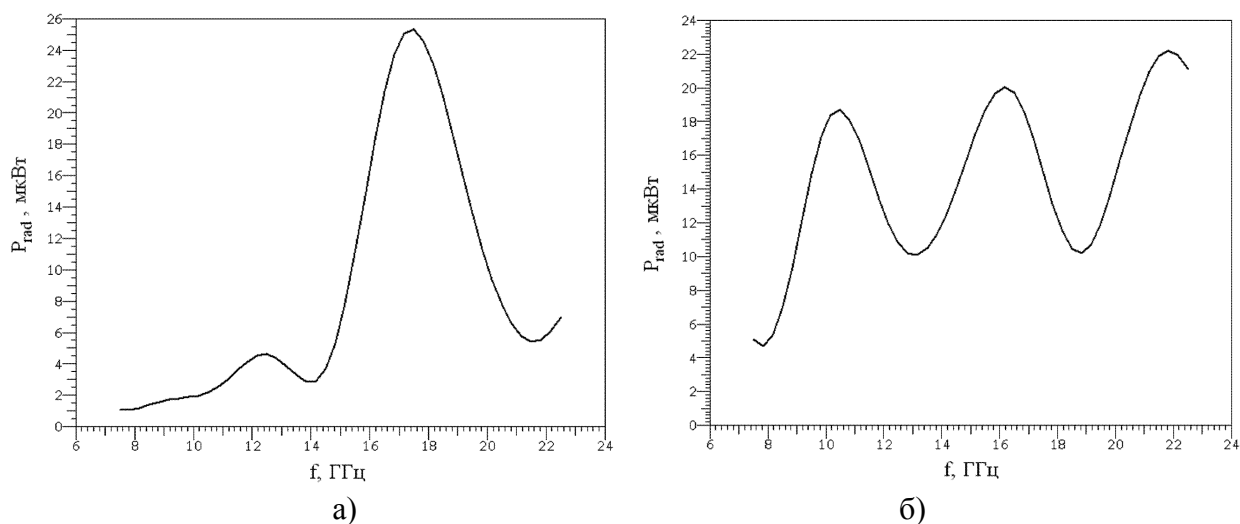


Рисунок 2.6. Частотная характеристика прямоугольной микрополосковой антенны: а) при тонких диэлектриках, б)  $d = \lambda_d/4$ .

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 дВі.

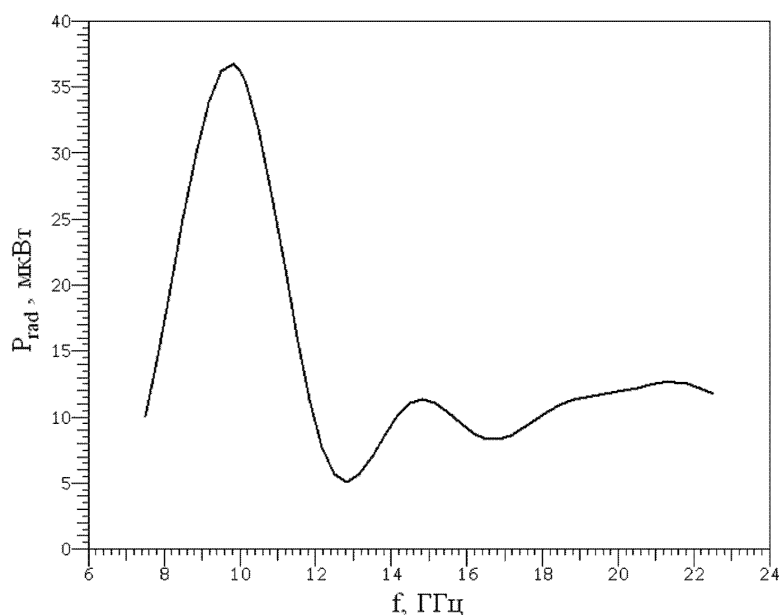


Рисунок 2.7. Частотная характеристика дипольной антенны.

Результаты моделирования показывают, что логопериодическая антенна является наиболее предпочтительной из рассмотренных нами типов антенн вследствие ее широкополосных свойств, слабо зависящих от толщины диэлектрической подложки и обусловленных многорезонаторной конструкцией антенны. Дополнительным преимуществом является то, что данный тип антенн обладает более предпочтительным для согласования с пространством излучения импедансом.

#### 2.4 Распределение полей в ближней зоне

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

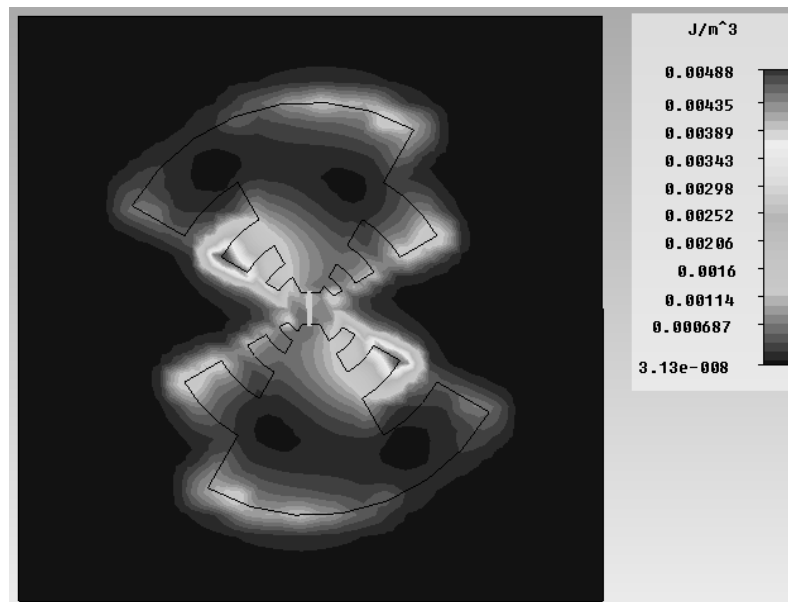


Рисунок 2.8. Распределение плотности электрической энергии излучения логопериодической антенны.

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. Полученные результаты показывают, что области зубцов формируют диаграмму направленности антенны на заданной частоте, и должны быть использованы при расчете расстояния между элементами в решетках антенн-излучателей. К областям свободным от пучностей электрической энергии следует подключать питание активной антенны, т. к. в этом случае минимизируется излучение через подводящие питание цепи и нежелательная связь через них.

Для сравнения с логопериодической антенной на рис. 2.9 и 2.10 приведены распределения энергии для дипольной и прямоугольной антенн соответственно. Как видно из рисунков, в этих антеннах энергия сосредоточена в основном по

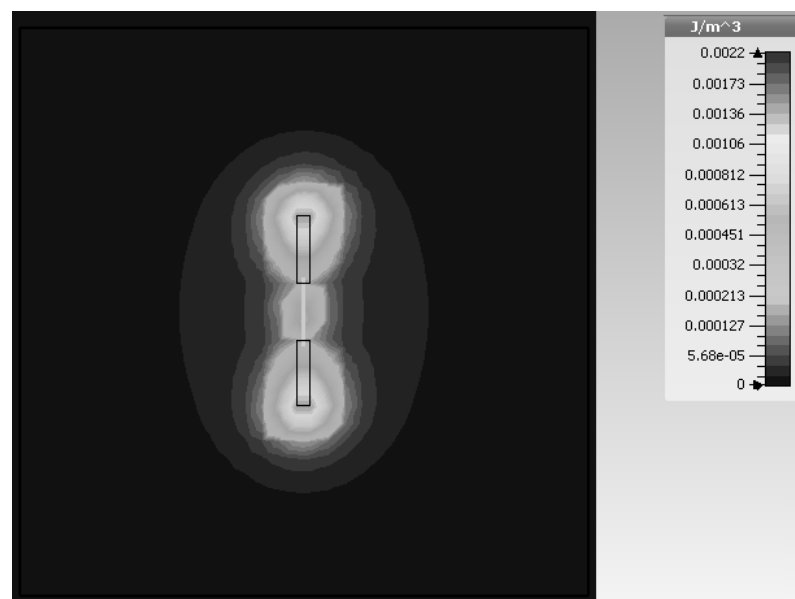


Рисунок 2.9. Распределение плотности электрической энергии излучения дипольной антенны.

внешним граням антенн, однако значительная ее часть распределена по всей площади антенны. Это наряду с частотными характеристиками является подтверждением преимуществ антенн логопериодического типа.

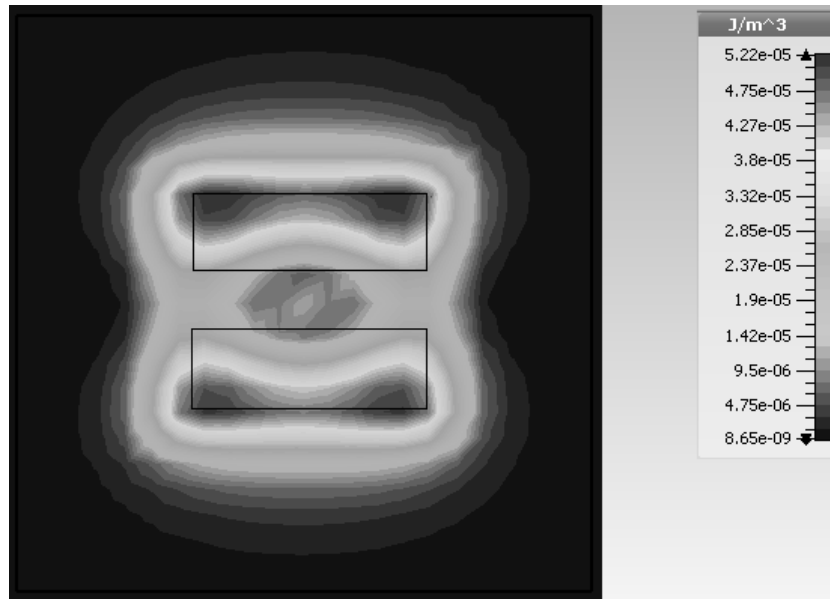


Рисунок. 2.10. Распределение плотности электрической энергии излучения прямоугольной антенны.

## 2.5 Выводы

Установлено, что важными преимуществами микрополосковой логопериодической антенны перед другими рассмотренными типами антенн являются широкая частотная полоса и слабая зависимость формы частотной характеристики от толщины диэлектрической подложки. При этом максимальная излучаемая мощность обеспечивается при толщине диэлектрика порядка  $\lambda_d/4$ .

При проектировании решетки из нескольких антенн необходимо учитывать, что на основной резонансной частоте логопериодической антенны основная мощность излучается не первым, а вторым по величине зубцом. Питание к элементам антенны необходимо подавать к краям лепестков антенны по линии симметрии антенны, т. к. данные области антенны свободны от высокочастотных токов.

### Глава 3. Экспериментальное исследование характеристик логопериодической антенны-генератора на полевом транзисторе

Для оценки возможности создания многоэлементных решеток микрополосковых антенн-генераторов в настоящей работе было проведено исследование основных параметров одиночной АГ. Результаты приведены ниже.

#### 3.1 Конструкция антенны-генератора

В качестве пассивного излучающего элемента использовалась микрополосковая логопериодическая антенна, представленная на рис. 3.1а. Антенна представляет собой металлическую пленку заданной конфигурации на диэлектрической подложке. В качестве диэлектрика – ФЛАН. Обратная сторона диэлектрической пластины также покрывалась пленкой металла (медь). Ключевыми параметрами данной структуры являются: толщина диэлектрической

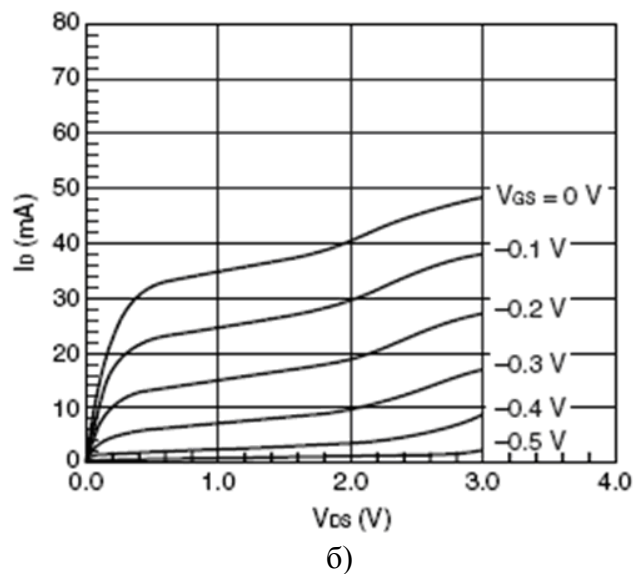
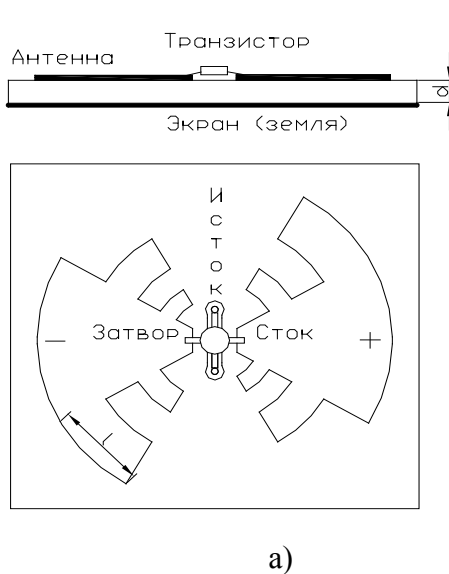


Рисунок 3.1. а) Конструкция антенны-генератора; б) Вольт-амперная характеристика транзистора.



подложки, внешний радиус металлизации, период антенны и угол раскрытия лепестка антенны, которые выбирались с учетом данных теоретических расчетов [46] и результатов компьютерного моделирования (глава 2). К лепесткам антенны припаиваются затвор и сток полевого транзистора. Исток транзистора соединяется с металлическим экраном через отверстия в диэлектрической подложке. 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. 3.1б. В зависимости от величины подаваемых на антенну напряжений питания, можно изменять рабочую точку транзистора и тем самым влиять на параметры генерируемого антенной излучения.

Используемый в данной работе (глава 2) 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. 3.2. В данном случае использовались 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).

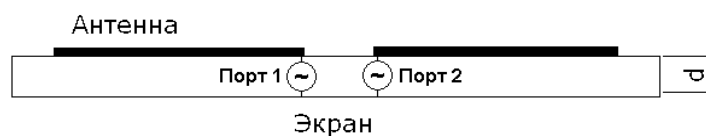


Рисунок 3.2. Модель для определения условий генерации.

Условия баланса фаз и амплитуд в данном случае принимают вид:

$$\frac{|S_{21}^T|}{|S_{12}^T|} |S_{21}^A| = 1 \text{ или } \lg \left( \frac{|S_{21}^T|}{|S_{12}^T|} |S_{21}^A| \right) = 0, \quad (3-1)$$

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

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 (3-1) представлены на рис. 3.3.



a)



б)

Рисунок 3.3. а) Зависимость фазы величины полного усиления в системе активной антенны; б) Зависимость амплитуды величины полного усиления в системе активной антенны.

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 антенны-генератора.

### 3.2 Параметры излучения в СВЧ диапазоне

Для экспериментального изучения свойств излучения, генерируемого логопериодической микрополосковой антенной-генератором, были рассчитаны и изготовлены с помощью известных технологий экспериментальные образцы антенн. Логопериодическая антенна представляет собой совокупность колебательных контуров с частотами, равными  $f_1(\sqrt{2})^n$  [77], 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 [78]. 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 (3-1). Результаты проведенных измерений для различных образцов это подтверждают (рис. 3.4а). По результатам измерений было также обнаружено, что величина излучаемой

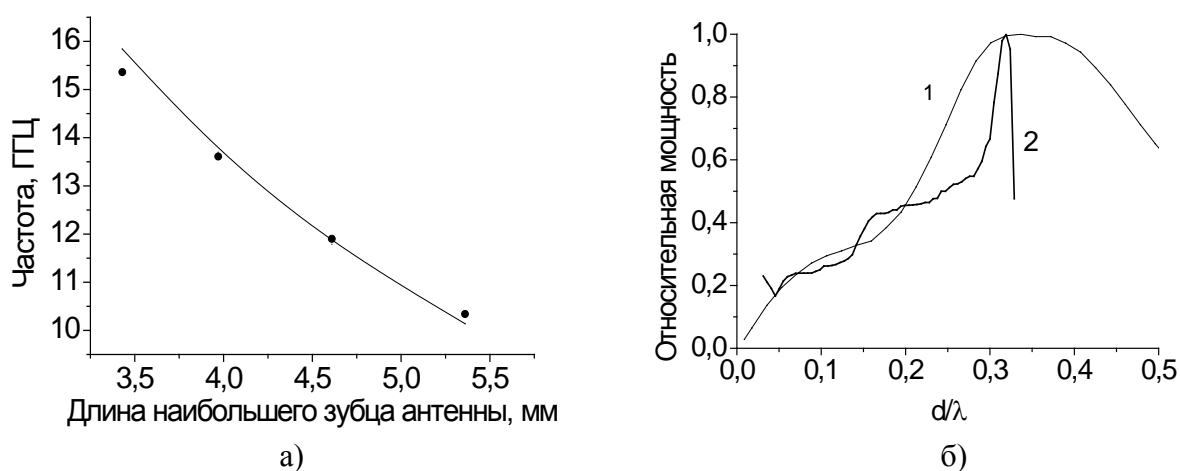


Рисунок 3.4. а) Зависимость частоты генерации АГ от геометрических размеров антенны: сплошная кривая – расчетные значения; точки – экспериментальные данные; б) Зависимость мощности генерации от толщины подложки  $d$  в долях длины волны: 1 – расчетная кривая; 2 – эксперимент.

мощности достаточно сильно зависит от толщины диэлектрика  $d$  (рис. 3.4б) 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.

Являясь многорезонаторной системой, логопериодическая АГ способна генерировать мощность на различных частотах или в многочастотном режиме (рис. 3.4б). 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 3.5.

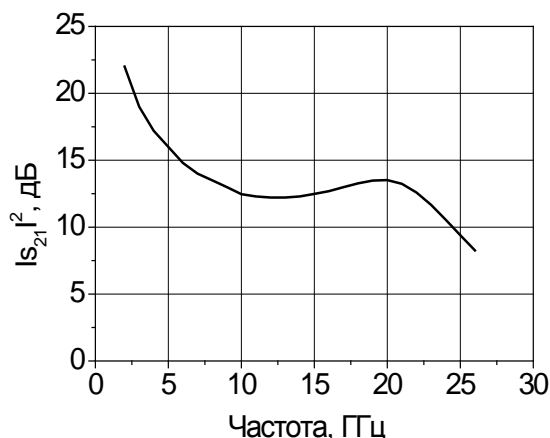


Рисунок 3.5. Коэффициент усиления транзистора NE350184С.

Отличие данных эксперимента и моделирования на рис. 3.4б связано, по-видимому, с тем, что в моделировании учитываются только электродинамические 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 максимальный сигнал. В отсутствие отражающего экрана АГ не работает, по-видимому, из-за низкого уровня сигнала обратной связи.

На рис. 3.6а 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. 3.6б), где, как видно из рис. 3.5, 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

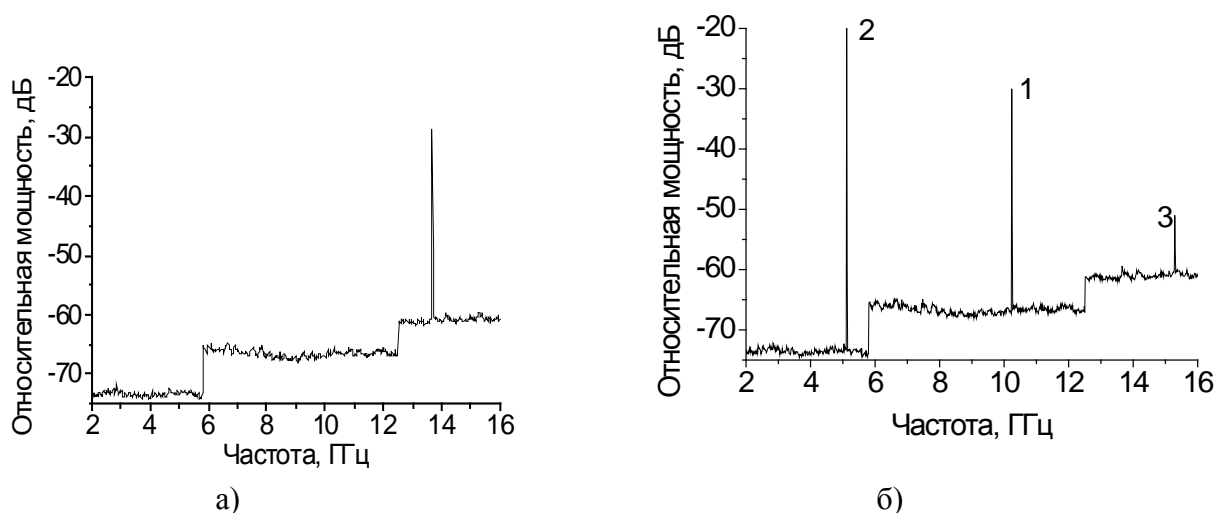


Рисунок 3.6. Спектр излучения АГ: а) Одночастотный режим;  $d = 0,2\lambda_d$  на основной частоте; б) Многочастотный режим: 1 – основная частота; 2 – паразитный сигнал; 3 – третья гармоника паразитного сигнала;  $d = 0,1\lambda_d$  на основной частоте.

в два раза длиннее первого зубца. Условием существования паразитной моды, кроме большого коэффициента усиления транзистора, является малая толщина подложки по сравнению с длиной 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.

### 3.3 Влияние внешнего сигнала на режим работы антенны-генератора

Для антенны-генератора, предназначенной для работы в составе многоэлементной решетки, важно учитывать возможное влияние внешнего сигнала. С этой целью было экспериментально исследовано влияние внешнего гармонического сигнала заданной частоты. Образец генератора 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. 3.7) и характерного “адлеровского” спектра, аналогичного рис. 1.2, а

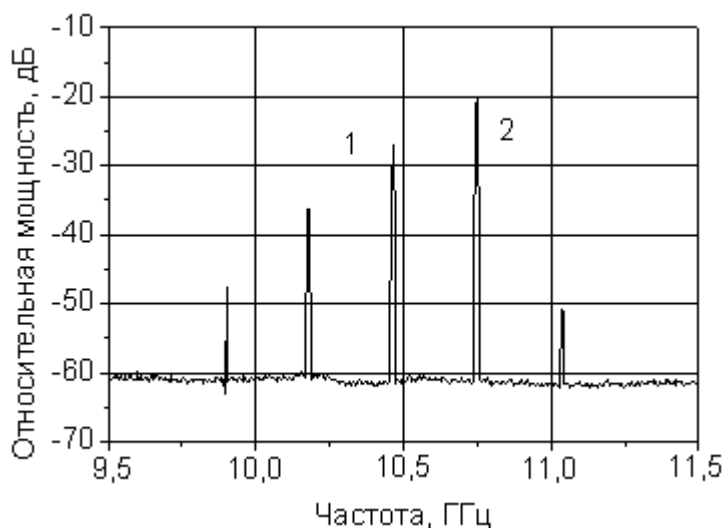


Рисунок 3.7. Спектр генерации в асинхронном режиме.

также последующий скачкообразный захват частоты антенны-генератора в полосе захвата, зависящей от интенсивности облучения (рис. 3.8а). Мощность внешнего сигнала, необходимая для осуществления захвата, на порядок меньше мощности автономно работающей антенны-генератора. Так, например, для синхронизации в полосе 60 МГц необходимая мощность синхросигнала равнялась 0,25 мВт. При воздействии на антенну-генератор внешнего сигнала может изменяться также излучаемая мощность. Для определения данного влияния был поставлен

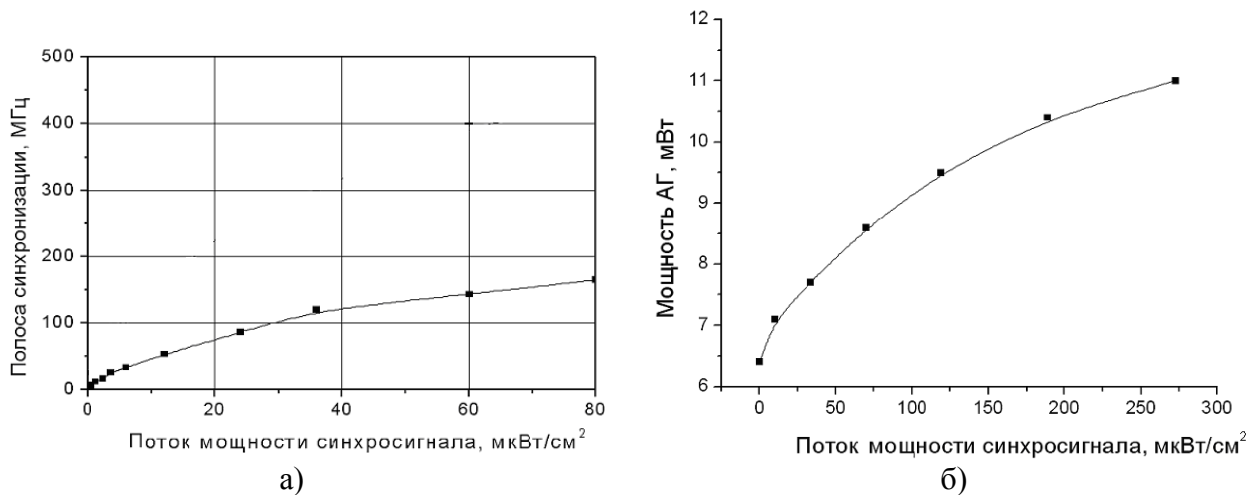


Рисунок 3.8. а) Полоса синхронизации в зависимости от мощности синхросигнала; б) Увеличение пиковой мощности АГ при облучении ее внешним синхросигналом.

эксперимент по оценке изменения мощности генерации под воздействием внешнего синхросигнала (рис. 3.8б). Из рисунка видно, что при подаче на антенну синхросигнала мощность генерации в пике диаграммы направленности увеличивается почти вдвое. Замечено, что при этом форма диаграммы направленности антенны-генератора не изменяется и, следовательно, наблюдаемое изменение мощности вызвано увеличением полной мощности антенны-генератора, т.е. увеличением коэффициента полезного действия генератора. Синхросигнал в данном случае добавляется к отраженной от металлизированной стороны подложки волне и увеличивает обратную связь генератора, тем самым приводя к возрастанию излучаемой мощности.

На рис. 3.9 приведена диаграмма направленности одиночной антенны-генератора под воздействием синхронизирующего излучения. Значительное изменение формы диаграммы направленности по сравнению с несинхронизированной антенной-генератором может происходить вследствие изменения распределения плотности энергии в плоскости антенны.



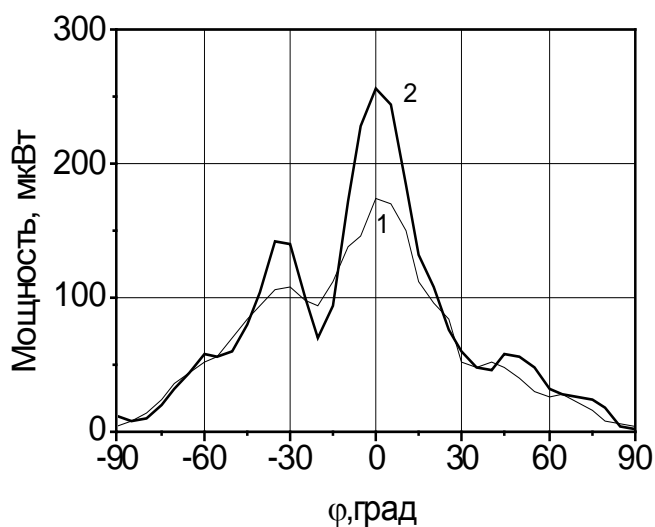


Рисунок 3.9. Диаграмма направленности одиночной АГ без внешнего воздействия (1) и синхронизированной внешним полем (2).

Измерения спектральных характеристик сигналов АГ (рис. 3.10) показывают, что в случае внешней синхронизации ширина спектральной линии сигнала уменьшается и приближается к спектру синхросигнала. Также уменьшается нестабильность частоты.

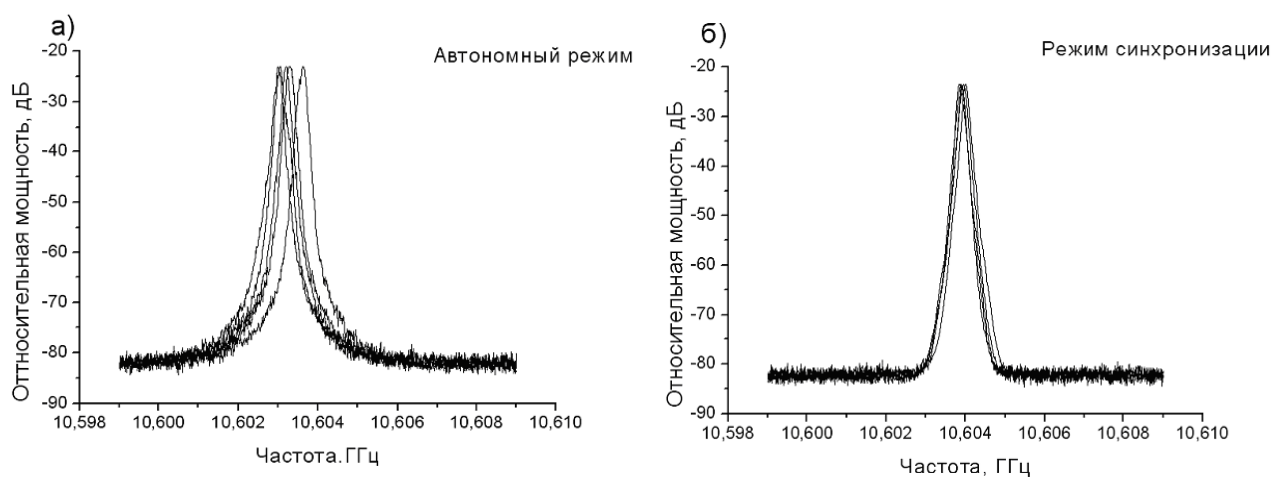


Рисунок 3.10. Спектры излучения АГ в автономном режиме (а) и в режиме синхронизации внешним сигналом (б).

### 3.4 Выводы

Установлено, что, являясь многорезонаторной системой, логопериодическая АГ способна генерировать сигнал как на различных отдельных частотах, так и в многочастотном режиме. При этом максимальная излучаемая мощность обеспечивается при толщине диэлектрика порядка  $\lambda_d/4$ .

Принципиальное значение имеет величина коэффициента усиления транзистора. Генерация в условиях экспериментов обеспечивалась при его значении более 10 дБ.

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 (КПД) генерации.

## Глава 4. Синхронизация и сложение мощностей транзисторных антенн-генераторов в многоэлементных структурах

### 4.1 Взаимная синхронизация АГ

Для исследования возможности синхронизации АГ в линейных и двумерных структурах в данной работе изучались конструкции обоих типов (рис. 4.1). Ранее было установлено [79], что взаимная связь излучателей в таких конструкциях осуществляется преимущественно путем возбуждения поверхностных волн в диэлектрической подложке.

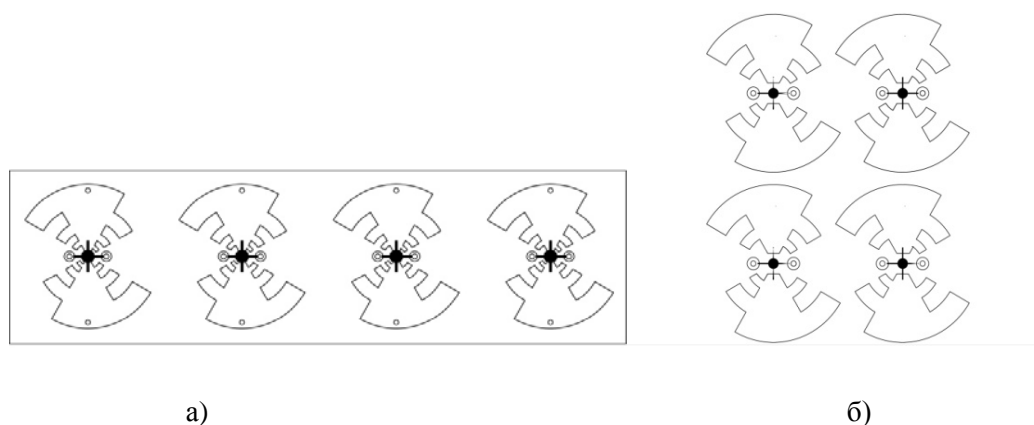


Рисунок. 4.1. Решетки АГ; а) линейная 1x4; б) двумерная 2x2.

Для обеспечения питания решеток АГ в экспериментальных исследованиях был разработан компактный перестраиваемый источник питания, обеспечивающий независимое питание элементов решеток АГ. Параметры источника позволяют задавать общий режим работы (напряжение смещения на затворе) и изменять напряжение сток-исток индивидуально для каждого из транзисторов. При этом контролируется ток в цепи. Принципиальная схема подключения АГ показана на рис. 4.2. Связь между лепестками антенны изображена в виде взаимной индукции.

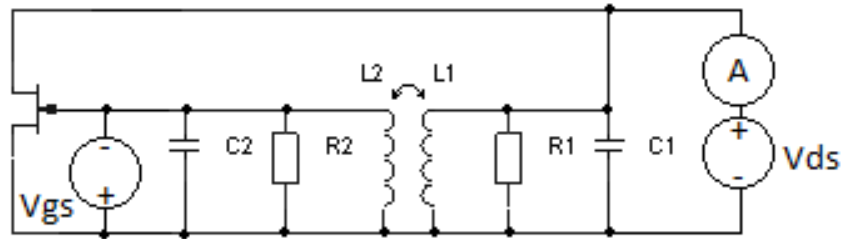


Рисунок 4.2. Схема подключения питания к АГ.

Проведенные в данной работе эксперименты [80], показали, что при работе антенн-генераторов, частоты генерации которых различаются менее чем на 50 МГц, может происходить их взаимная синхронизация. В результате осуществляется генерация и излучение решетки АГ на одной частоте, приблизительно соответствующей среднему арифметическому от собственных частот антенн-генераторов (рис. 4.3).

Если антенны расположены линейно и расстояние между центрами

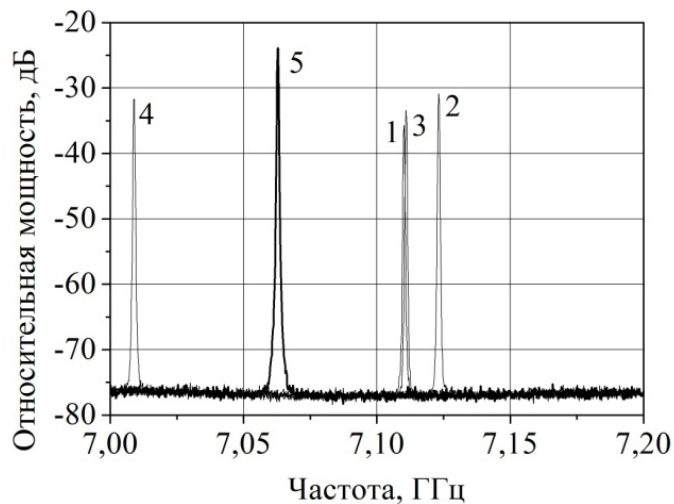


Рисунок 4.3. Спектр независимых АГ в решетке 2x2 (1-4); Спектр взаимно синхронизированных АГ (5).

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 (рис. 4.4).

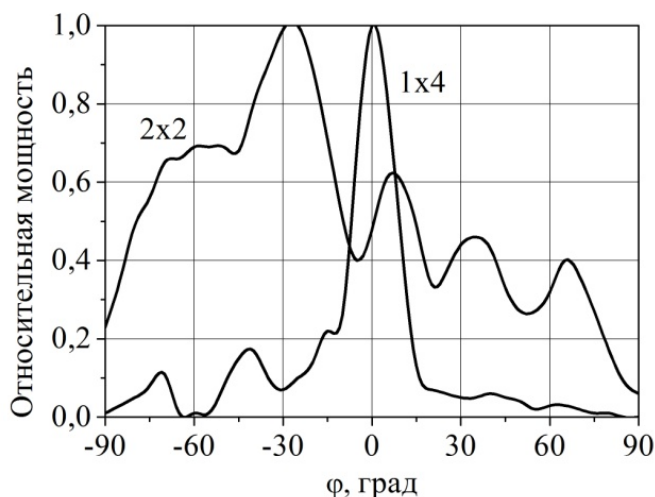


Рисунок 4.4. Диаграммы направленности взаимно синхронизированных АГ.

Как было отмечено в главе 1, оптимальный сдвиг фазы сигнала взаимной связи для параллельной схемы резонансных контуров равен четному кратному  $180^\circ$ , а в случае последовательной схемы – нечетному кратному  $180^\circ$  [10]. Таким образом, можно заключить, что для анализа взаимодействия антенн-генераторов на общей диэлектрической подложке достаточно хорошо подходит параллельное представление резонансных контуров.

При создании на одной подложке двумерной решетки АГ  $2 \times 2$ , 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 диаграмма направленности (рис. 4.4). Данное поведение, по-видимому, связано с тем, что в реальности все элементы в решетках АГ взаимодействуют друг с другом, и не только с соседними АГ.

Решить проблему синхронизации по частоте и по фазе большого количества независимых излучателей можно с помощью облучения решетки АГ внешним полем.

#### 4.2 Воздействие внешнего синхросигнала

Для экспериментального исследования возможности синхронизации многоэлементной решетки антенн-генераторов в данной работе использовалась установка, схема которой приведена на рис. 4.5. Облучение решетки полем

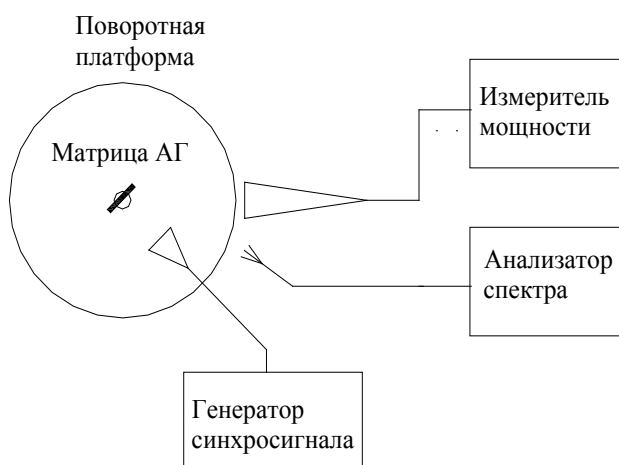


Рисунок 4.5. Схема установки для исследования синхронизации антенн-генераторов внешним электромагнитным полем.

синхросигнала, а также прием излучения АГ производилось через рупорные антенны.

Воздействие внешним электромагнитным полем с линейной поляризацией на решетку АГ производилось с помощью излучающей рупорной антенны, помещенной на поворотную платформу и вращающуюся вместе с исследуемой решеткой. Приемная измерительная и излучающая синхросигнал антенны располагались в дальней зоне и своим присутствием не оказывали заметного влияния на режим генерации и излучения решетки АГ. Спектр электромагнитного

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

Как было отмечено в главе 3, 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. 4.6). 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 решетку.



Рисунок 4.6. Зависимость полосы синхронизации для отдельно взятой АГ (1) и линейных решеток из двух (2) и трех (3) взаимно синхронизированных АГ от потока мощности синхросигнала.

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

Изменение спектров излучения линейной решетки при внешней синхронизации представлено на рис. 4.7. В приведенном на рис. 4.7а примере собственные частоты трех АГ расположены в диапазоне 250 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. 4.7б) и устанавливается генерация всех антенн-генераторов на общей частоте, отличной от частоты воздействующего синхросигнала. Результирующий спектр излучения содержит общую частоту генерации (1), частоту синхросигнала (2) и комбинационные составляющие между ними. При перестройке и вхождении синхросигнала в полосу синхронизации ( $\sim 150 \text{ МГц}$ ) наблюдается полная синхронизация (захват) всей решетки АГ на частоте синхросигнала (рис. 4.7в).



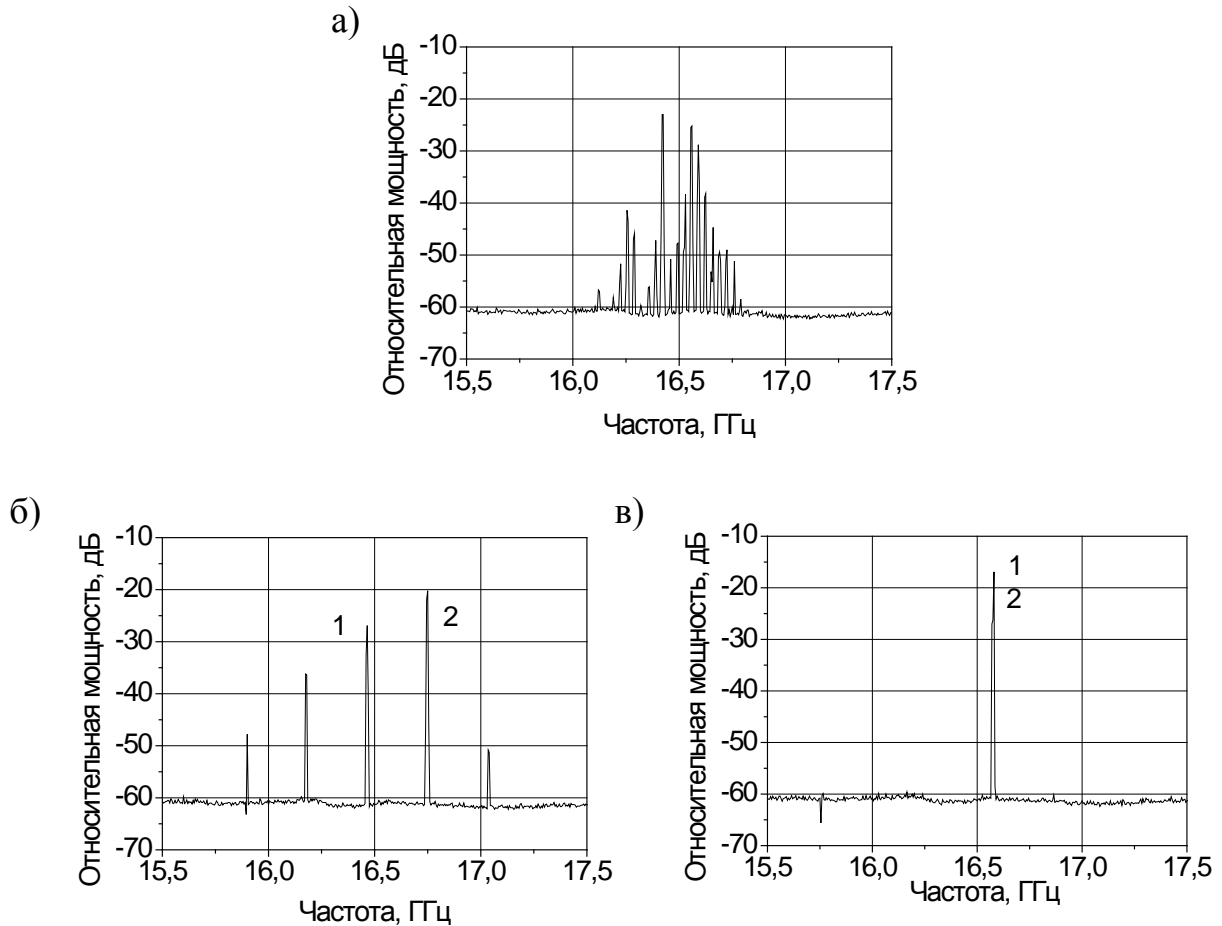


Рисунок 4.7. Изменение спектра излучения решетки из 3-х АГ при синхронизации внешним сигналом: 1 – частота излучения АГ, 2 – частота внешнего сигнала.

На рис. 4.8 приведены диаграммы направленности решетки из трех АГ для различных случаев синхронизации, а в таблице 4.1 - результаты измерения параметров излучения.

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

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

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.

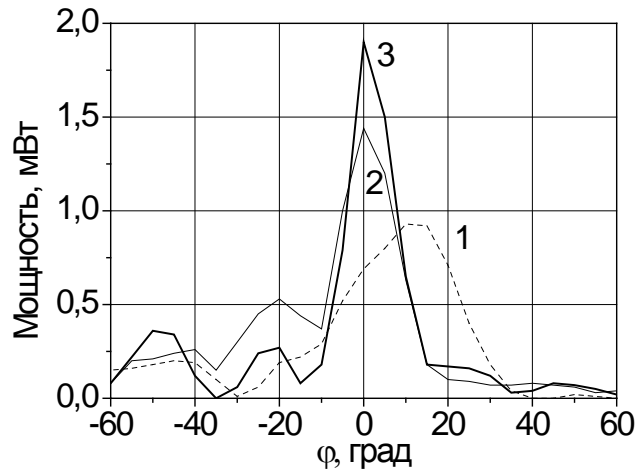


Рисунок 4.8. Диаграммы направленности излучения решетки: 1 - АГ не синхронизированы; 2 – взаимная синхронизация; 3 – внешняя синхронизация.

Таблица 4.1 – Параметры излучения решетки АГ в различных режимах синхронизации

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

Приведенные на рис. 4.8 диаграммы направленности измерялись в плоскости, проходящей через продольную ось решетки. В перпендикулярной плоскости ширина ДН решетки равна ширине ДН одиночной антенны.

Из приведенных на рисунке 4.8 и в таблице 4.1 данных видно, что в линейной решетке 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 3, под воздействием синхросигнала происходит значительное сужение ДН одиночной антенны генератора, что также способствует общему сужению диаграммы направленности решетки.

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

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 схему. Как мы убедились в процессе исследований, результаты которых приведены в предыдущих разделах, повышение коэффициента взаимной связи также ведет к увеличению полосы синхронизации. В данной работе исследовалась возможность увеличения степени взаимодействия между АГ и, соответственно, увеличения полосы взаимной синхронизации применением резонатора с использованием полупрозрачного диэлектрического зеркала.

В работе исследовались как автономно работающая одиночная антенна-генератор, так и два типа решеток – линейная  $1 \times 3$  и двумерная  $2 \times 2$  решетки. 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. 4.9).

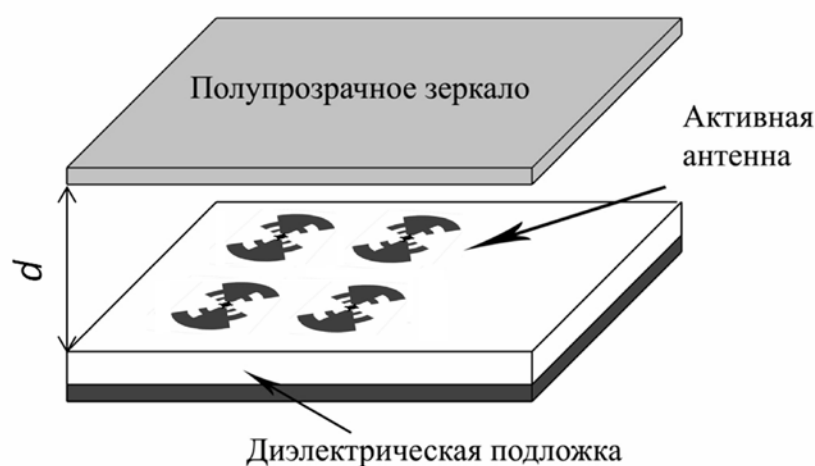


Рисунок 4.9. Схема антенны-генератора с диэлектрическим зеркалом.

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 решетки 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. 4.10). На рисунке 4.11 показано изменение формы диаграммы направленности антенны-генератора (АГ) в зависимости от положения диэлектрической пластины.

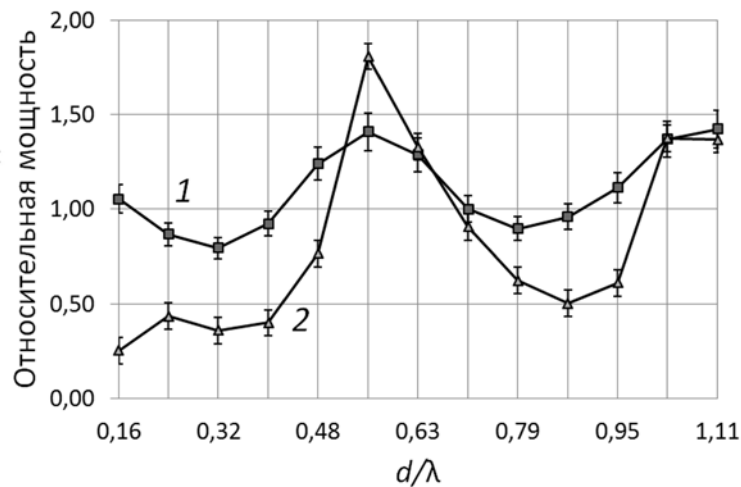


Рисунок 4.10. Зависимость мощности излучения в пике от положения пластины (в долях длины волны): 1 – ФЛАН ( $\epsilon = 2,8$ ), 2 – поликор ( $\epsilon = 9,7$ ).

Из графиков на рис. 4.10, 4.11а и 4.11б 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, по методике, описанной выше (глава 2), было проведено компьютерное моделирование антенны-генератора с диэлектрическим полупрозрачным зеркалом и расчет распределения плотности энергии 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 результирующего распределения плотности энергии (рис. 4.12) видно, что в присутствие

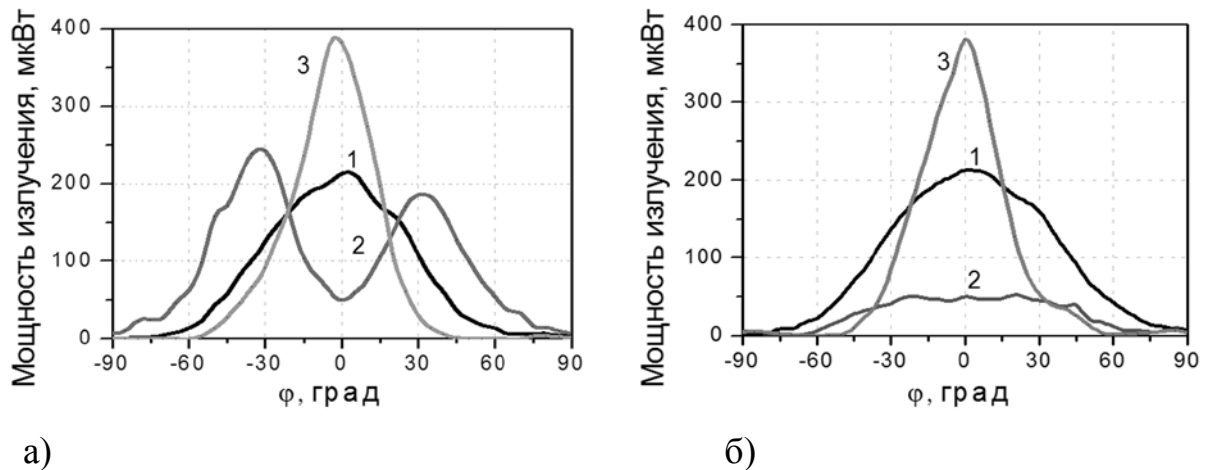


Рисунок 4.11. Диаграммы направленности в двух плоскостях (а – Е-плоскость, б – Н-плоскость) антенны-генератора в зависимости от положения диэлектрической пластины: 1 – в отсутствие зеркала; 2 – зеркало на расстоянии  $0,16\lambda$ ; 3 – зеркало на расстоянии  $0,54\lambda$ .

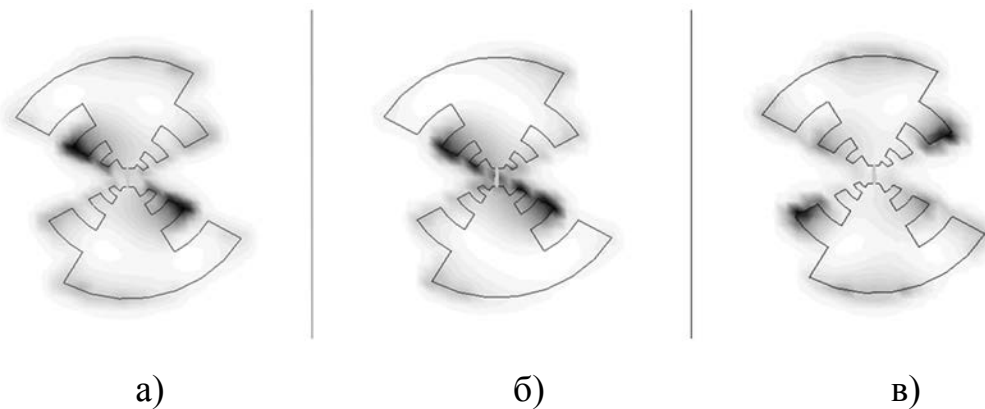


Рисунок 4.12. Распределение плотности энергии в плоскости антенны для различных положений диэлектрической пластины: а) в отсутствии зеркала, б) расстояние до зеркала  $d = 0,1\lambda$ , в) расстояние до зеркала  $d = 0,5\lambda$ .

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, результирующая 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 с помощью резонатора увеличить степень связанности между АГ и, таким образом, увеличить полосу взаимной синхронизации в решетке 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 решетке АГ.

Как показано ранее, в случае линейной решетки 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. 4.13а). Это может быть связано с увеличением коэффициента обратной связи в каждой отдельной АГ под влиянием резонатора.

В решетке 2x2 вне резонаторной структуры взаимная синхронизация, в отличие от

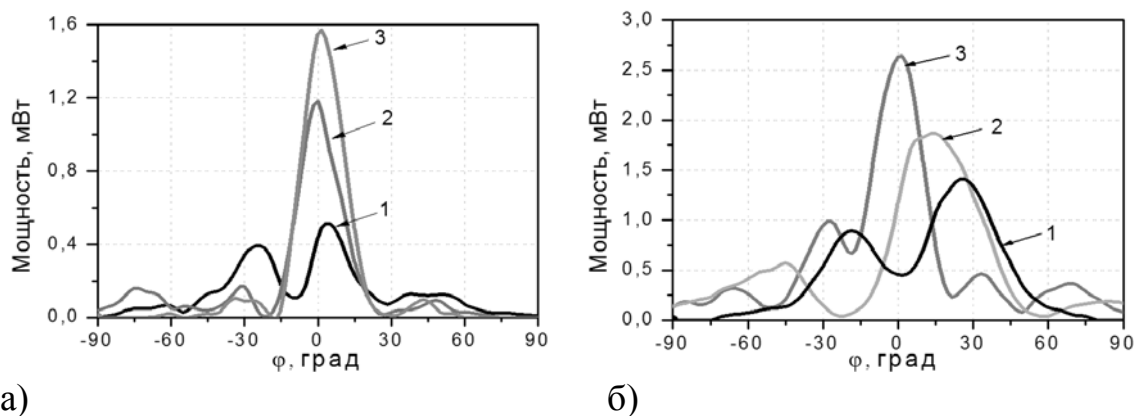


Рисунок 4.13. Диаграмма направленности решеток активных антенн: а) линейной 1x3, б) двумерной 2x2.

линейной решетки, не обеспечивает суммирования мощностей (кривая 2 на рис. 4.13б). 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 решетки 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.

#### 4.4 Выводы

Экспериментально установлено, что при расположении на одной подложке линейной решетки антенн-генераторов, они могут быть введены в синхронный режим либо за счет взаимодействия через подложку, т.е. взаимной синхронизации, при разности собственных частот колебаний менее 50 МГц, либо под воздействием внешнего синхросигнала при разности частот до 150 МГц, что втрое превышает полосу взаимной синхронизации.

В результате синхронизации диаграмма направленности одномерной решетки в плоскости, проходящей через продольную ось, сужается пропорционально числу работающих антенн-генераторов, а мощности суммируются. В двумерной решетке 2x2 взаимодействие антенн-генераторов носит более сложный характер вследствие взаимодействия всех АГ друг с другом.

В случае применения полупрозрачного зеркала (диэлектрического отражателя) можно заметно повысить мощность генерации логопериодической активной антенны, при этом коэффициент направленного действия антенны (КНД) может достигать 30. В случае многоэлементной решетке наличие



дополнительного отражателя приводит к увеличению полосы взаимной синхронизации соседних генераторов до 140 МГц и обеспечивает эффективное суммирование мощностей, как при линейном (одномерном), так и при двумерном расположении активных антенн.

## **Глава 5. Вывод излучения многоэлементных антенн-генераторов и возможности их применения в качестве источников излучения миллиметрового диапазона**

Как мы показали выше, микрополосковые логопериодические антенны-генераторы способны служить источником микроволнового излучения, в том числе и в составе многоэлементных решеток. Отдельным вопросом является вывод излучения от таких источников. В данной главе рассмотрены возможности эффективного вывода излучения АГ как в свободное пространство, так и в волноводные структуры, а также особенности применения активных антенн в миллиметровом диапазоне волн.

### **5.1 Излучение решетки АГ в свободное пространство**

Излучение в свободное пространство является традиционным способом вывода энергии, генерируемой АГ, со времени появления первых работ по данной тематике [81]. В нашей конструкции излучение направляется в основном в полупространство, ограниченное плоскостью слоя металлизации диэлектрической подложки (см., например, рис. 3.9). Учитывая величину импеданса логопериодической антенны (около 200 Ом), согласование с пространством излучения получается достаточным для проведения исследований, а в случае использования полупрозрачного диэлектрического зеркала, последнее служит дополнительным элементом согласования.

В главах 3 и 4 показано в частности, что при расположении на одной подложке нескольких антенн-генераторов и соблюдении условий для генерации, формируется диаграмма направленности излучения, форма которой зависит от того, насколько синхронизированы по частоте и фазе различные АГ. При

соблюдении полной синхронизации всех источников излучения в направлении нормали к подложке формируется основной лепесток ДН. В исследуемой в данной работе конструкции, когда все излучатели размещаются на единой подложке, синхронизация по частоте и фазе обеспечивается путем подстройки смещений на отдельных транзисторах и размещением антенн на определенном расстоянии друг от друга, а также заданием толщины диэлектрической подложки. При использовании дополнительного зеркала можно управлять как шириной основного лепестка ДН, так и полной мощностью АГ, изменяя коэффициент взаимной связи между элементами решетки АГ. Также установлено, что решетка АГ успешно синхронизируется внешним сигналом, в несколько раз меньшим по мощности, чем излучение отдельной антенны и, следовательно, она может быть использована как усилитель сигнала с излучением в свободное пространство. При этом, как показано в главе 1, известны схемы подачи синхронизирующего сигнала, что позволяет использовать решетку АГ в качестве передатчика сигнала требуемой модуляции в направлении нормали к подложке. В то же время существует ряд практических приложений, где может быть полезна конструкция антенны-генератора, но необходимо выводить генерируемую мощность не в открытое пространство, а в фидерные устройства.

## **5.2. Интеграция антенн-генераторов с планарными волноводами**

Классический прямоугольный металлический волновод (ПМВ) долгое время служил основой в большинстве высокочастотных схем. Однако конструкции на основе ПМВ довольно массивны, и дороги в изготовлении, особенно в случае применения в устройствах миллиметрового диапазона волн. Широкое применение в качестве фидерных устройств получили микрополосковые линии. Они обладают малыми размерами и легко реализуются в промышленном производстве. Однако имеется и ряд недостатков по сравнению с классическим металлическим волноводом вследствие неполного экранирования поля и потерь,

вносимых металлизацией в виде тонких пленок. С повышением рабочей частоты, а 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. 5.1) [82].

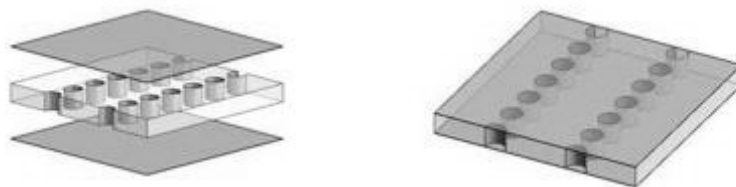


Рисунок 5.1. Волновод, интегрированный в диэлектрическую подложку [82].

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 [83].

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. На рис. 5.2 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:

$$w = a / \sqrt{\varepsilon_r}, \quad (5-1)$$

где  $a$  – ширина полого металлического волновода.

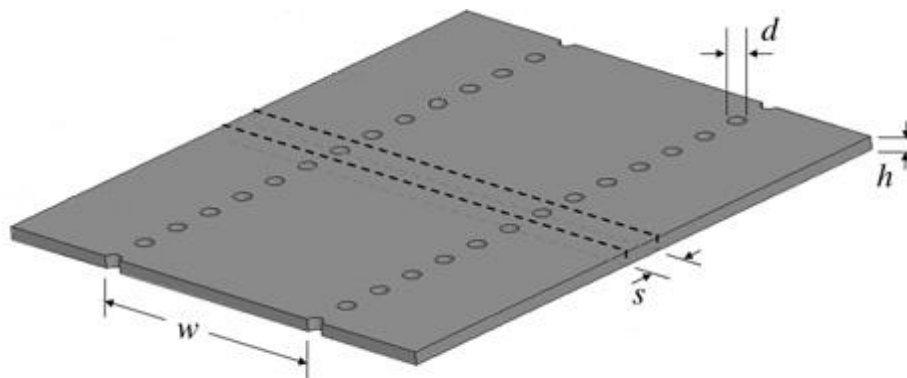


Рисунок 5.2. Основные геометрические размеры волновода [83].

Зависимость предельной частоты от ширины волновода имеет вид:

$$f_c = \frac{c}{w\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (5-2)$$

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 [84]. 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:

$$s < \frac{\lambda_c}{4} \quad (5-3)$$

Для оценки эффективности вывода мощности излучения от активной антенны с помощью описанного волновода в настоящей работе была исследована следующая конструкция. Генератор состоит из SIW резонатора, образованного двумя металлизированными с одной стороны диэлектрическими пластинами, соединенными между собой металлизированными отверстиями (рис. 5.3). На поверхности одной из пластин размещена интегрированная с полевым транзистором микрополосковая логопериодическая антенна. Положительная обратная связь образуется за счет индуцированного излучения на лепестке антенны, соединенном с затвором транзистора.

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

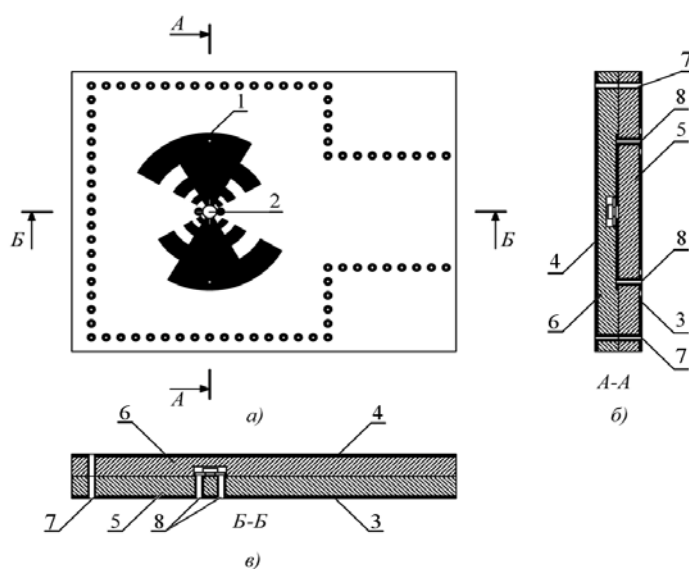


Рисунок 5.3. Конструкция СВЧ генератора на основе волновода интегрированного в подложку. 1 - логопериодическая антенна; 2 - транзистор; 3,4 - внешняя металлизация; 5, 6 – диэлектрические пластины; 7,8 – металлизированные отверстия.

том, что с его помощью можно осуществлять управление обратной связью генератора на транзисторе, а также обеспечить необходимое повышение коэффициента взаимной связи в случае использования решетки из активных антенн по аналогии с объемным закрытым резонатором.

Для первоначального расчета распределения поля в предполагаемой конструкции генератора использовались следующие параметры. 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 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. 5.4) видно, что на частоте 15ГГц (основная мода для волновода) значительная часть энергии излучения отводится в волновод.

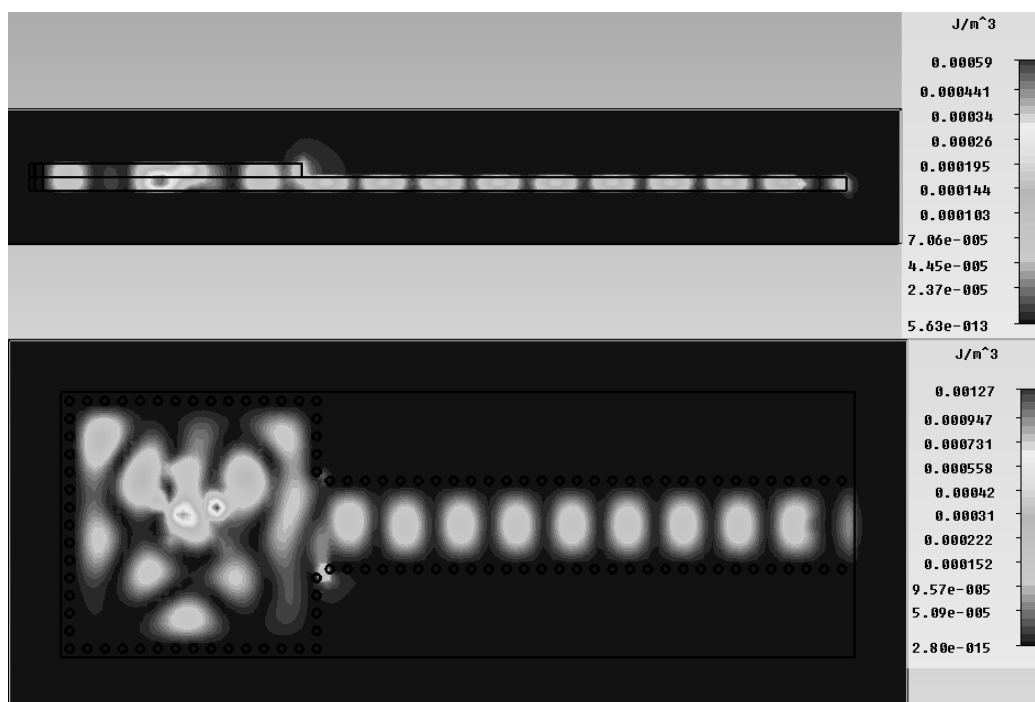


Рисунок 5.4. Распределение плотности энергии от единичной антенны-генератора.

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. 5.5 представлено распределение плотности электромагнитной энергии в плоскости

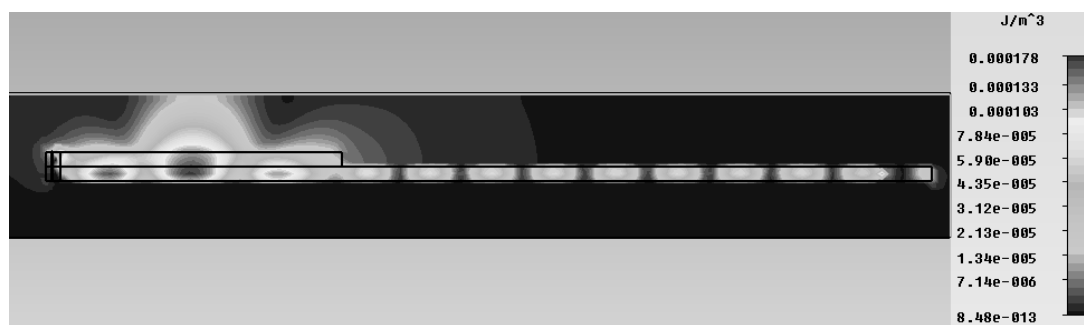


Рисунок 5.5. Распределение плотности энергии в открытом резонаторе.

продольной оси конструкции в отсутствие металлизации с одной стороны антенны.

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 или использовать АГ в качестве приемника.

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 исследования генерации излучения линейкой антенн, помещенных в SIW-волновод, была спроектирована следующая конструкция (рис 5.6).

Расчетная основная частота генерации АГ составляла в данном случае 13 ГГц. Расчет спектра собственных частот резонатора показывает наличие мод вблизи частот 6, 10, 13, 16 и 19 ГГц. Измеренный спектр генерации одиночной АГ из числа находящихся в резонаторе представлен на рис. 5.7.



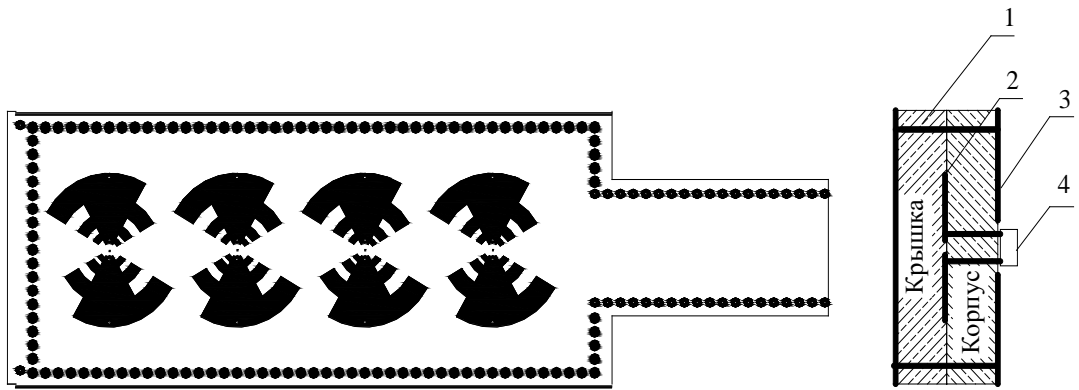


Рисунок 5.6. Конструкция источника СВЧ излучения на основе SIW –волновода и линейной решетки микрополосковых антенн-генераторов: а) – вид резонансной камеры со снятой крышкой; б) – камера в разрезе: 1- металлизированные отверстия; 2 – антенна; 3 – металлизация диэлектрика; 4 – транзистор.

Наблюдаются три частоты излучения - около 6 ГГц, 12 ГГц и 18 ГГц. Основная мощность генерируется на частоте 12,4 ГГц, что близко к частоте

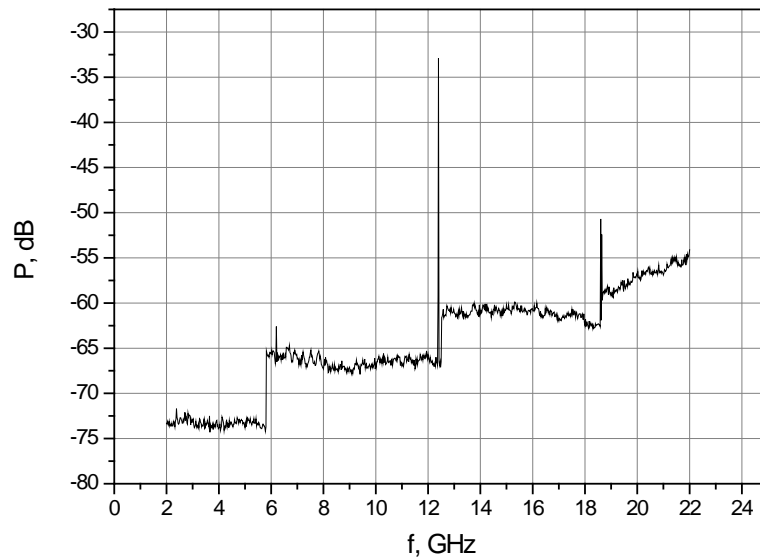


Рисунок 5.7. Спектр излучения одиночной АГ в решетке, помещенной в резонатор.

излучения АГ в свободное пространство (рис. 5.8) Наличие частот 6,2 ГГц и 18,6 ГГц обусловлено возбуждением собственных мод резонатора.

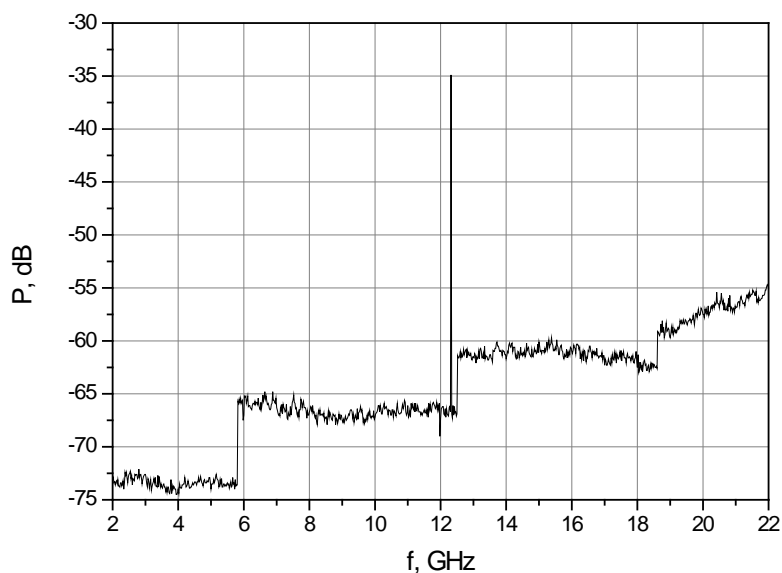


Рисунок 5.8. Спектр излучения одиночной АГ при снятой крышке резонатора.

Измерения спектров одиночных АГ показали, что их собственные частоты существенно отличаются. Так же отличаются и их мощности, измеряемые на выходе SIW волновода (табл. 5.1).

Таблица 5.1 – Параметры одиночных антенн-генераторов

Номер АГ	Частота, ГГц	Мощность, мкВт
1	12,0	180
2	11,52	70
3	12,08	440
4	12,4	160

Обращает на себя внимание различие уровня выходной мощности для различных антенн, хотя во всех случаях параметры и режимы работы транзисторов близки. Это связано с формой стоячей волны, которая образуется

при возбуждении колебаний различными АГ. Так как установлено, что частота определяется в основном резонансными свойствами антенны, а уровень мощности излучения вблизи собственных частот резонатора незначителен, распределение поля внутри резонатора определяется геометрическим расположением АГ.

Проведенные ранее исследования сложения мощностей в пространстве такой же линейки из четырех АГ показали, что необходимым условием для синфазного сложения мощностей является различие собственных частот генераторов, не превышающее 50 МГц. В случае работы в резонаторе разброс частот может быть значительно больше (табл. 5.1). Данные измерения выходной мощности при одновременной работе нескольких АГ приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Синхронизация АГ в волноводе

Работающие АГ	Частота, ГГц	Мощность, мкВт
1+2	Не синхронизируются	320
1+2+3	12,32	320
1+2+3+4	12,34	1500

Сложение мощностей двух антенн-генераторов АГ1 и АГ2, частоты которых отличаются более чем на 500 МГц приводит к возникновению асинхронного спектра (рис. 5.9).

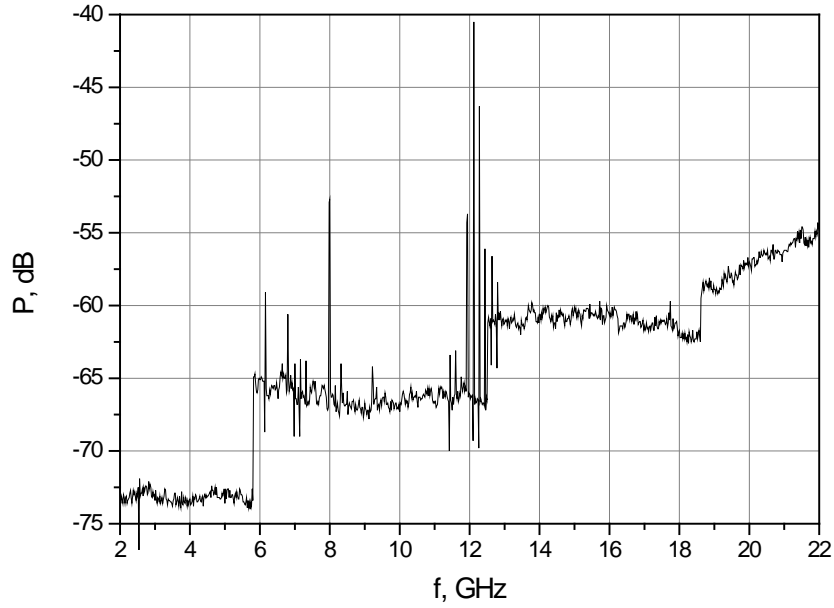


Рисунок 5.9. Спектр излучения АГ1+АГ2.

Однако подключение АГ3 снова дает синхронный спектр (рис. 5.10).

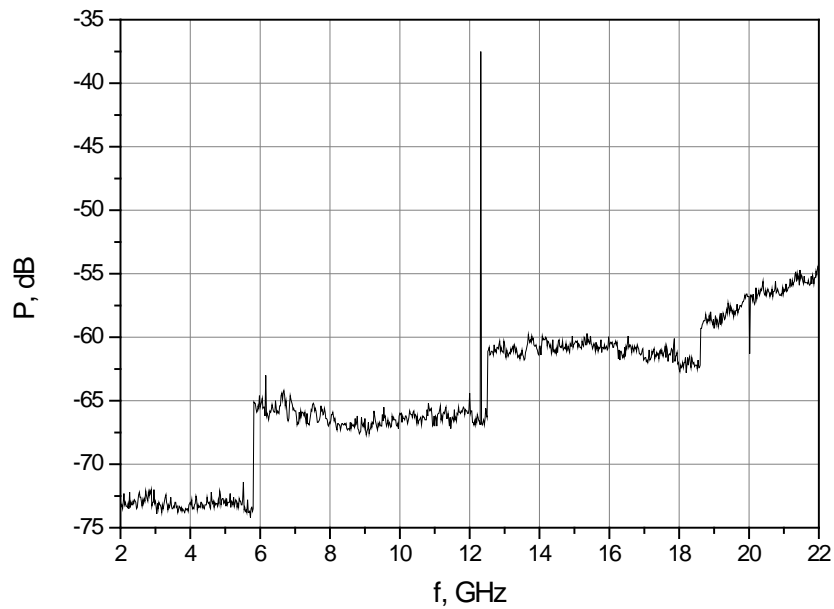


Рисунок 5.10. Спектр излучения АГ1+АГ2+АГ3.

Так же синхронный спектр имеет место и при включении всех четырех антенн-генераторов (рис. 5.11).

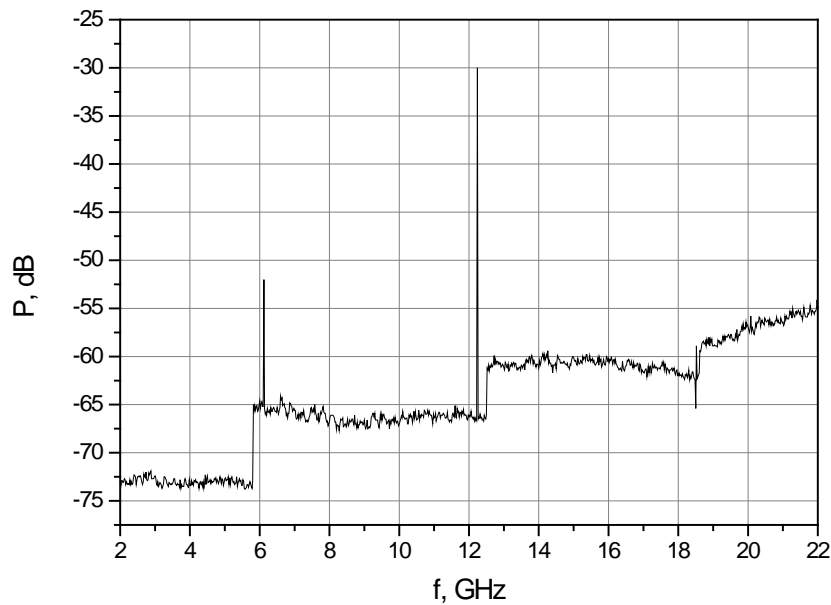


Рисунок 5.11. Спектр излучения АГ1+АГ2+АГ3+АГ4.

Суммарная мощность при этом составляет до 2 мВт. Таким образом, при соединении четырех антенн в линейную решетку, помещенную в SIW резонатор, имеет место их взаимная синхронизация, несмотря на большую разницу собственных частот отдельных антенн-генераторов, а суммарная мощность более чем вдвое превышает сумму мощностей отдельных антенн.

Исследуемая конструкция позволяет за счет небольших изменений геометрии волновода выделить вторую гармонику. SIW-волновод можно спроектировать так, что для первой гармоники он является запертым, вторая же гармоника беспрепятственно в нем распространяется.

При этом расчет распределения энергии в плоскости антенны на частоте первой гармоники (рис. 5.12а) показывает, что в отличие от энергии второй гармоники (рис. 5.12б), которая распространяется в направлении волновода, вся энергия сосредоточена в объеме резонатора и практически сразу затухает в волноводе, встроенном в подложку.

Для апробации идеи было создано два макета SIW-генераторов рассчитанных на частоту около 12 ГГц по первой гармонике. Материалом диэлектрической подложки служил Arlon AD255 толщиной 2 мм (общая толщина

двух пластин 4 мм). В качестве активного элемента использовался полевой транзистор NE350184с с коэффициентом усиления 13,5дБ на частоте 20ГГц. Измерение мощности производилось с помощью ваттметра МЗ-22А.

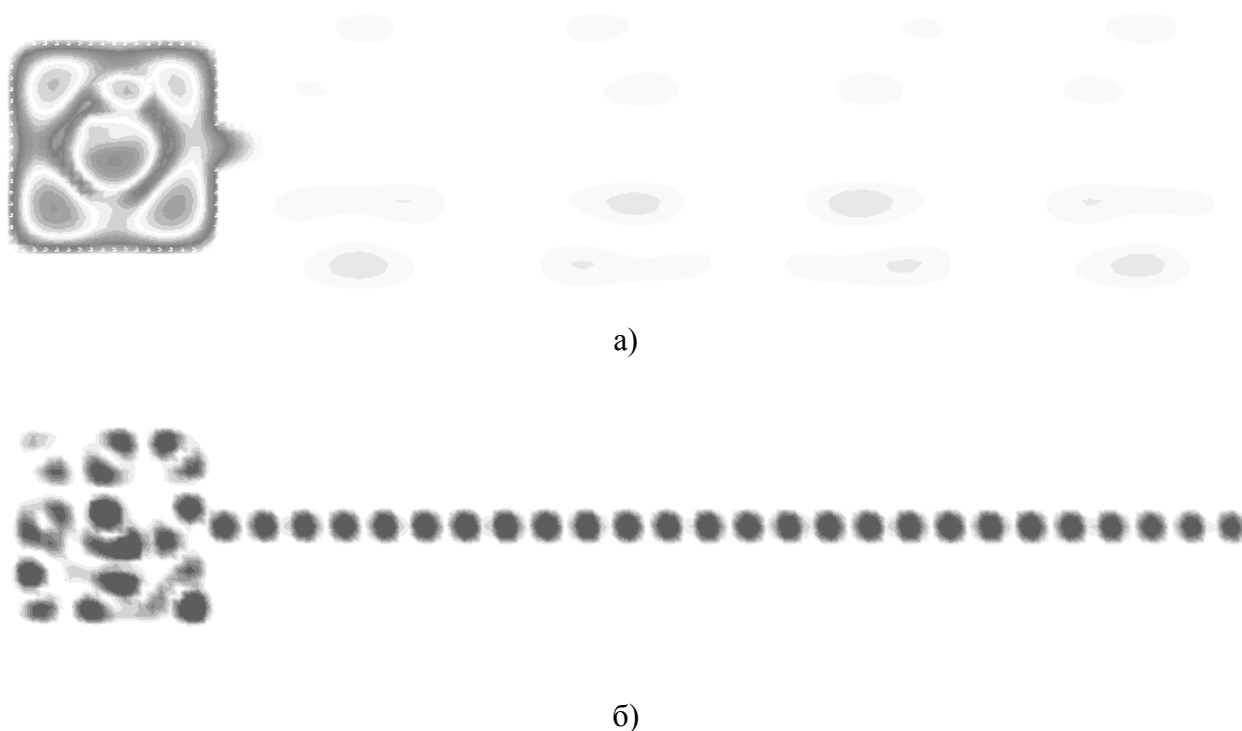


Рисунок 5.12. Распределение энергии в плоскости антенны для конструкции, рассчитанной на вывод энергии второй гармоники. а) на частоте первой гармоники, б) на частоте второй гармоники.

В результате эксперимента максимальная измеренная мощность (за счет изменения напряжений питания транзистора) на выходе из волновода конструкции, рассчитанной на первую гармонику, составила порядка 1 мВт. При этом, как и ожидалось, конструкция, рассчитанная на вторую гармонику, эффективно отсекала первую гармонику, и на выходе волновода мощность второй гармоники составила порядка 100мкВт. Для сравнения, полная мощность, генерируемая АГ в открытое пространство (т.е. вне закрытого резонатора) составила 5 мВт. Оценка мощности производилась через формулу Фрииса [85] по значению мощности в пике и ширине диаграмм направленности в двух плоскостях.

### **5.3 Перспективы использования микрополосковых антенн-генераторов 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. 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 гармоник. В рамках данной работы мы отметили возможность выделения 2-й гармоники с помощью полупрозрачного зеркала или волновода, встроенного в диэлектрическую подложку. В данном случае необходимый уровень обратной связи в автогенераторе осуществляется на удвоенной частоте. Пример спектра сигнала активной антенны-генератора показан на рис. 5.13. Как видно из рисунка, в случае наличия зеркала основная мощность регистрируется на 2-й гармонике.

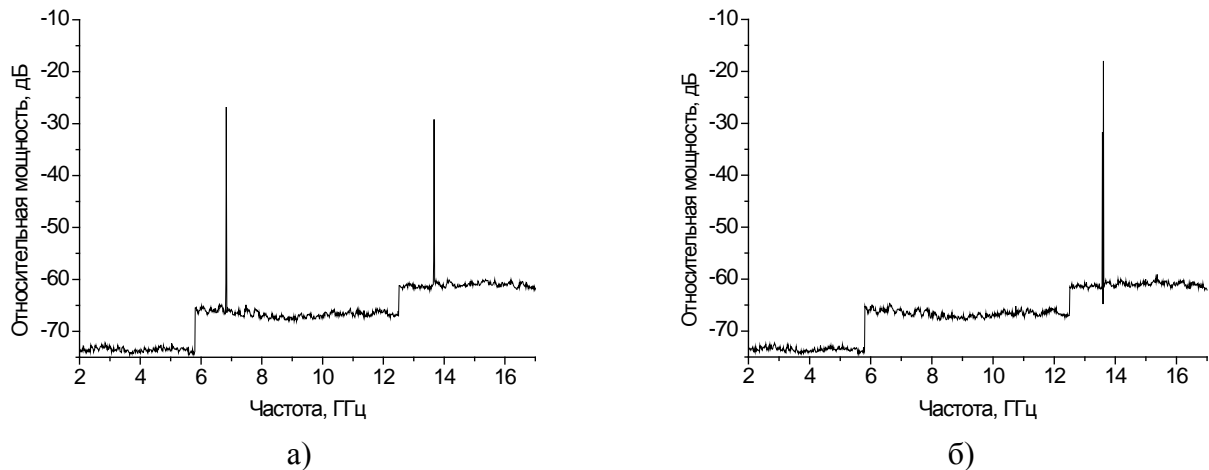


Рисунок 5.13. Выделение 2-й гармоники. а) генерация в открытое пространство, б) расположение полупрозрачного зеркала над антенной.

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 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.

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 [87]. В связи с достаточно малыми размерами антенн в диапазоне частот выше 30 ГГц удастся разместить решетку из 4 и более АГ на стандартной пластине арсенида галлия диаметром 5 см.

#### 5.4 Выводы

При практическом использовании решеток микрополосковых антенн-генераторов возникает вопрос обеспечения эффективного вывода излучения. В настоящей работе исследована конструкция, обеспечивающая эффективный вывод излучения в волновод на диэлектрической подложке, позволяющая интегрировать микрополосковые активные антенны в многофункциональные радиоэлектронные модули. При этом наличие резонатора 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 снижения потерь и обеспечения необходимого уровня обратной связи в схемах генераторов, а также миниатюризации и доступности транзисторов для работы в заданном диапазоне 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 перечислим основные результаты, полученные в работе:

- Для микрополосковых активных антенн логопериодического типа предложенная эквивалентная модель 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 интегрированных логопериодических антенн, работающие как в одночастотном, так и в многочастотном режимах. Изготовлены лабораторные образцы для проведения экспериментальных исследований.
- Для случая многоэлементных антенных решеток из антенн логопериодического типа исследованы условия взаимной и внешней синхронизации, изучено влияние полупрозрачного диэлектрического зеркала на условия генерации.
- Получено эффективное суммирование сигналов АГ в пространстве для одномерной и двумерной решеток.
- Осуществлена интеграция активных логопериодических антенн-генераторов и планарного волновода на диэлектрической подложке для эффективного вывода излучения.

Особо отметим, что предложенная в диссертации конструкция решеток из активных логопериодических антенн позволяет осуществлять суммирование мощностей на третьей гармонике с применением коммерчески доступных

транзисторов, рассчитанных на работу в диапазоне до 26 ГГц и тем самым обеспечить выход в частоты свыше 60 ГГц без применения умножителей частоты.

Автор выражает 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 сотрудникам ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН на протяжении последних лет работающих совместно с автором в области активных интегрированных антенн: 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. Kuang Y. Chen, "Active Antennas with Periodic Structures," Ph. D. Electrical Engineering, Colorado, 1994. – 130 p.
8. Ronald J. Pogorzelski, Apostolos Georgiadis, Coupled-Oscillator Based Active-Array Antennas, NJ: John Wiley, 2012. – 380 p.
9. Капранов М.В., Уткин Г.М. Синхронизация автогенераторов: Учебное пособие по курсу теория колебаний. М.: Изд-во МЭИ, 1978. -62 с.
10. 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.
11. 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.

12. I. J. Bahl. Filters, Hybrids and Couplers, Power Combiners and Matching Networks. Handbook of Microwave and Optical Components, vol. 1, Wiley, 1989. - 907p.
13. 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.
14. 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.
15. 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.
16. 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.
17. 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.
18. 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.
19. 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.
20. 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.
21. 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.

22. 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.
23. 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.
24. 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.
25. A. Balasubramaniyan and A. Mortazawi, "Two-dimensional MESFET based spatial power combiners," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 1993, vol. 3, pp. 366-368.
26. 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.
27. 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.
28. 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.
29. 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.
30. 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.
31. P. G. Frayne and C. J. Riddaway, "Efficient Power Combining Quasi-Optic Oscillator," *Electronics Letters*, 1988, vol. 24, no. 16, pp. 1017-1018.
32. 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.

33. 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.
34. А. С. № 675579 (СССР). Полупроводниковый генератор, А. И. Бородкин, Б. М. Булгаков, В. А. Матвеева, В. В. Смородин.
35. 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.
36. K. J. Russel, "Microwave power combining techniques," IEEE Trans on MTT, 1979, vol. 27, no. 5, pp. 472-478.
37. 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.
38. 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.
39. 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.
40. 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.
41. 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.
42. Y. C. Shih and H. J. Kuno, "Solid-state sources from 1 to 100 GHz," Microwave J., 1989, pp. 145-161.
43. K.S. Yngvesson. Microwave Semiconductor Devices. Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers, 1991.- 471 p.

44. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. - М.: Радио и связь, 1986. - 144 с.
45. P. E. Mayes, "Frequency-independent antennas and broad-band derivatives thereof," IEEE Proceedings, 1992, vol. 80, pp. 103-112.
46. Рамзей, В. Частотно Независимые Антенны, - Москва: Мир, 1968.- 172 с.
47. 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.
48. R. H. DuHamel, D. E. Isbell, "Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures," IRE Intern. Conv. Record, 1957, 119-128.
49. Greif, R. Logarithmisch periodische Antennen. Nach-richtentechnische Fachberichte, Braunschweig, 1961, Band 23, S. 81-92.
50. Nowatzky, D. Logarithmisch periodische Dipolantennen. Technische Mitteilungen RFZ, 1963, H. 2, S. 77-80; H. 3, S. 127-133.
51. Wohlleben, R. Die Typen linear-polarisierter log.-period. Antennen. NTZ 1969, H. 9, S. 531-542.
52. Smith, C. E. Log Periodic Antenna Design Handbook, Smith Electronics Inc., Cleveland, OH, 1966.
53. Hawker, P, "The VK 2 ABQ antenna again. (Technical Topics) Radio Communication," 1980, pp. 260-261.
54. 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.
55. H. J. Thomas, D. L. Fudge, and G. Morris, "Gunn source integrated with microstrip patch," Microwave RF, 1985, pp. 87-91.
56. 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.



57. J. A. Navarro, K. A. Hummer, and K. Chang, "Active integrated antenna elements," *Microwave J.*, 1991, vol. 34, pp. 115-126.
58. 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.
59. 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.
60. 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.
61. 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.
62. 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.
63. 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.
64. 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.
65. 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.
66. 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.

67. 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.
68. H. Ohmine and A. Iida et al., "An MMIC aperture-coupled microstrip antenna in the 40 GHz Band," Proc. ISAP, 1992, pp. 1105-1108.
69. 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.
70. 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.
71. 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.
72. 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.
73. 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.
74. Ротхаммель, К. Антенны. Пер. с нем. — 3-е изд. доп. — М.: Энергия, 1979 – 320 с.
75. C. Christopoulos. The Transmission-Line Modeling Method TLM. New York: IEEE Press, 1995. - 232 p.
76. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005. -1136 p.
77. 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.
78. 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.
79. В. И. Калинин, В. Д. Котов, В. Е. Любченко, Е. О. Юневич, Сложение мощностей и синхронизация излучения активных антенн на полевых транзисторах в СВЧ диапазоне, Радиотехника и электроника, 2010, том 55, № 8, с. 995-998.
80. 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.
81. J. Lin and T. Itoh , “Active Integrated Antennas,” IEEE Transactions on MTT, 1994, vol. 42, no. 12, pp. 2186-2194.
82. 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.
83. 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.
84. 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.
85. Shaw J. A. “Radiometry and the Friis transmission equation,” American Journal of Physics, 2013, vol. 81, no. 1, pp. 33-37.
86. 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.

87. Брянцева Т. А., Любченко В. Е., Марков И. А., Юневич Е. О. Микророскопическая антенна на арсениде галлия. Патент РФ №128788 от 27.05.2013г., зарег. в Госреестре 27.05.2013г. – 4 с.