


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
МОРДОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМ. Н.П. ОГАРЁВА»

Институт электроники и светотехники  
Кафедра инфокоммуникационных технологий и систем связи

УТВЕРЖДАЮ  
Зав. кафедрой  
канд. техн. наук, доц.  
  
(подпись) В. В. Никулин  
« 27 » 11 20 17 г.

## ЗАДАНИЕ НА БАКАЛАВРСКУЮ РАБОТУ

Студент Лицак Евгений Олегович

1 Тема «Разработка широкополосной системы для обнаружения людей находящиеся за оптически непрозрачными преградами»

Утверждена приказом № 9516-с от «24» ноября 2017 г.

2 Срок представления работы к защите 06.06.18

3 Задание на выпускную работу:

- 3.1 Классификация СШП-сигналов
- 3.2 Физическая составляющая сверхширокополосных сигналов
- 3.3 Применение сверхширокополосных систем
- 3.4 Усилители мощности СВЧ-устройств


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
МОРДОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМ. Н.П. ОГАРЁВА»

Институт электроники и светотехники

Кафедра инфокоммуникационных технологий и систем связи

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой  
канд. техн. наук, доц.

  
В. В. Никулин  
(подпись)

« 14 » 06 20 18 г.

**БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА**

**РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ  
ОБНАРУЖЕНИЯ ЛЮДЕЙ НАХОДЯЩИХСЯ ЗА ОПТИЧЕСКИ  
НЕПРОЗРАЧНЫМИ ПРЕГРАДАМИ**

Автор бакалаврской работы (подпись ) (дата) 14.06.2018 Е.О. Лицак

Направление: 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

Обозначение бакалаврской работы БР-02069964-11.03.02-15-18

Руководитель работы (подпись ) (дата) 14.06.2018 В.С. Дубровин  
канд. техн. наук, доц.

Нормоконтролер (подпись ) (дата) 14.06.2018 Е.А. Кошечкина  
канд. культурологии, доц.


Саранск  
2018

3.5 Характеристики антенн и устройств СВЧ

3.6 Структурная схема биорадара для обнаружения живых организмов,  
находящихся оптически непрозрачными преградами

3.7 Моделирование СВЧ-усилителя

Руководитель работы

  
(дата)

27.11.2012  
(подпись)

В.С. Дубровин

Задание принял к исполнению

  
(дата)

27.11.2017  
(подпись)

Е.О. Лицак

## РЕФЕРАТ

Бакалаврская работа содержит 67 страниц, 28 рисунков, 47 формул, 27 использованных источников.

**ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МОДУЛЬ, ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ, СВЕРШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА, РАДИОЛОКАЦИЯ ЧЕЛОВЕКА.**

Объектом исследования являются СШП-системы и приемо-передающие СШП-модули, СШП-антенны.

На сегодняшний день активное применение широкополосных и сверхширокополосных технологий приносит огромную пользу для всего человечества в целом. Данные технологии применяются в особо актуальных сферах таких как: UWB – технология связи, военная радиолокация, гражданская и военная безопасность, отслеживание воздушного, водного и наземного транспорта, особо важно, в медицине.

Цель работы – проанализировать литератур по теме исследования, провести анализ СШП-систем и методов их функционирования.

В процессе работы использовался опыт современных экспериментов в области разработки сверхширокополосных систем.

В результате исследования изучена методика решения задач, по разработке сверхширокополосного приемо-передающего модуля.

					<b>БР-02069964-11.03.02-15-18</b>			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Разработка широкополосной системы для обнаружения людей находящихся за оптически непрозрачными преградами	Лит.	Лист	Листов
Разраб.	Лицак Е.О.		<i>Лицак</i>	14.06.18				
Провер.	Дубровин В.С.		<i>Дубровин</i>	14.06.18			4	67
Реценз								
Н. Контр.	Кошечкина Е.А.		<i>Кошечкина</i>	14.06.18				
Утверд.	Никулин В.В.		<i>Никулин</i>	14.06.18				
						<b>ИЭС, ИКТСС, 431</b>		

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	7
1 Классификация СШП-сигналов.....	9
1.1 Ультракороткие импульсы .....	9
1.2 Короткие радиоимпульсы – пути колебаний .....	10
1.3 Хаотические радиоимпульсы.....	10
1.4 Пачки коротких импульсов.....	11
1.5 Сигналы с прямым расширением спектра.....	12
1.6 Сигналы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM).....	13
2 Физическая составляющая сверхширокополосных сигналов .....	15
2.1 Принцип формирования СШП-сигнала.....	15
2.2 Анализ СШП-сигнала с помощью одномерного преобразования Фурье ..	17
2.3 Анализ СШП-сигнала с помощью динамического преобразования Фурье .....	17
2.4 Анализ СШП-сигнала методом преобразования Лапласа .....	19
2.5 Непрерывное вейвлет-преобразование .....	19
2.6 Аналитическое вейвлет-преобразование.....	21
2.7 Дискретное вейвлет-преобразование .....	21
3 Применение сверхширокополосных систем .....	23
4 Обнаружение людей с помощью СШП-устройств.....	26
4.1 СШП-радиолокация .....	26
4.2 Радиолокация с помощью гармонического излучения .....	28
4.3 Шумовая СШП-радиолокация.....	29
4.4 СШП-радиолокация человека.....	34
5 Усилители мощности СВЧ-устройств .....	37
5.1 Структурная схема СВЧ-усилителя .....	37
5.2 Устойчивость СВЧ-усилителя .....	39
6 Антенны и устройства СВЧ .....	41
6.1 Характеристики антенн и устройств СВЧ.....	41
6.2 Рабочая полоса частот и предельная мощность антенны. ....	43
7 Биорадар для обнаружения живых организмов, находящихся оптически непрозрачными преградами .....	45

7.1 Структурная схема биорадара для обнаружения живых организмов, находящихся оптически непрозрачными преградами .....	45
7.2 Расчет параметров СВЧ-антенны Вивальди и планарной СВЧ - антенны.	46
7.3 Моделирование СВЧ-антенны Вивальди и планарной СВЧ-антенны.....	49
8 Моделирование СВЧ-усилителя.....	57
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	64
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ .....	65

## ВВЕДЕНИЕ

В последние годы использование сверхширокополосных сигналов является одной из наиболее распространённой и весьма перспективной технологией, которая применяется в самых различных отраслях. Обнаружения и наблюдение за воздушным и наземным транспортными средствами, систем связи и заканчивая наблюдением за движением грудной клетки человека, его психическим и физиологическим состоянием, а также состоянием его кровеносной системы [1].

На сегодняшний день интенсивно развиваются как теория, так и практика сверхширокополосной радиолокации (зондирования) для обнаружения людей, находящихся в лавинах, завалах, оползнях или за различными строительными конструкциями.

Устройства разработаны с помощью данной технологии используются для определения местоположения, в датчиках предупреждения о возможном столкновении, для более точного получения расстояния, обнаружения незаконного проникновения, нахождения и определения объектов в почве, в стенах, и в оборудовании медицинского диагностирования пациентов [2]. Определенные радиолокационные устройства могут обнаруживать дыхание или типы движение сквозь стены [2].

К сожалению, происходящие в последнее время природные, техногенные и террористические катастрофы ставят перед учеными задачу о необходимости разработки эффективной аппаратуры для оперативного обнаружения людей в различного рода завалах для дальнейшего оказания быстрой медицинской помощи.

Огромное преимущество при использовании сверхширокополосных сигналов занимают особое место при применении радиолокаторов в военных целях и задачах для распознавания и получения изображений целей, обеспечения скрытности систем радиоэлектронного противостояния и низкого обнаружения



самой радиосистемы, очень низкой возможности и вероятности перехвата информации и сигналов, ликвидация поражения различных объектов со стороны противорадиолокационных управляемых ракет [3].

Сегодня сверхширокополосные технологии набирают стремительное развитие, в чем мы наглядно можем убедиться, несомненно большое количество публикаций, так и продвижение данной технологии на современный рынок соответствующих технических требованиям изделий и средств.

Использование сверхширокополосных сигналов связи для целей позиционирования обеспечивает высочайшую точность определения местоположения объектов, она достигает десятков сантиметров и превосходит на порядок системы использующие такие технологии как Nanonet, ZigBee, Wi-Fi и других технологий беспроводной связи [4].

					БР-02069964-11.03.02-15-18	Лист
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		8



## 1 Классификация СШП-сигналов

К сигналам, которые могут использоваться в СШП-системах, относятся:

- 1) Ультракороткие импульсы;
- 2) Короткие радиоимпульсы – цуги колебаний;
- 3) Хаотические радиоимпульсы;
- 4) Пачки коротких импульсов;
- 5) Сигналы с прямым расширением спектра;
- 6) Сигналы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM);
- 7) Сверхширокополосные сигналы на основе частотной модуляции (FM UWB).

### 1.1 Ультракороткие импульсы

Под ультракороткими импульсами понимаются импульсы, длительность которых меньше характерных периодов времени [5].

Данную технологию массивно используют в создании локаторов. Одной из главных задач обнаружения и классификации малозаметных целей. С использованием ультракоротких импульсов (УКИ), появляется задача построения приемного тракта для субнаносекундных импульсов, которая рассматривает задачу выбора формы зондирующего сигнала и учет ее трансформации при рассеянии сигнала радиолокационным объектом.

УКИ относится к электрическим импульсам (моноцикл Гаусса), которые описываются первой производной от функции распределения Гаусса. Для длительности импульса в 0,5 нс, центральная рабочая частота примерно равна – 2,1 ГГц, ширина самой полосы – около 3,3 – 3,4 ГГц.

Основные особенности УКИ являются: отсутствие колебания несущего опорного сигнала, достаточно короткая длительность и соответственно очень широкая полоса частот, высокая помехозащищенность.

					БР-02069964-11.03.02-15-18	Лист
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		9

## 1.2 Короткие радиоимпульсы – цуги колебаний

Короткие радиоимпульсы несут в себе гибкое управление своим спектром [6]. Данные радиоимпульсы представляют собой цуги синусоидальных колебаний имеющие колоколообразную огибающую, описываемую следующей формулой:

$$A(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2\Delta t^2}\right) \sin(2\pi f_c t),$$

где  $\Delta t$  — основная длительность характерной огибающей самого радиоимпульса,

$f_c$  — центральная частота колебаний.

Частотный спектр данного радиоимпульса имеет вид:

$$S(f) = \exp(-2(\pi(f \pm f_c)\Delta t)^2).$$

Короткий радиоимпульс описывается в два этапа. На первом этапе в спектре низкочастотного диапазона воспроизводится огибающая импульса, имеющая длительность  $\Delta t$ , гауссовской формы. На втором этапе данный импульс перемножается с периодическим несущим сигналом с частотой  $f_c$ . Таким образом полученный радиоимпульс, ширина спектра которого равна  $F \approx 1/\Delta t$  и имеющая центральную рабочую частоту  $f_c$ . База самого сигнала, под которой понимается, произведение длительности сигнала  $\Delta t$  к ширине спектра  $\Delta f$ , примерно равна  $B \approx 1$ .

## 1.3 Хаотические радиоимпульсы

Хаотические радиоимпульсы [7] демонстрируют нам особые частичные элементы хаотического сигнала, генерируемые в требуемом частотном

диапазоне. Формирование данного рода импульсов осуществляется за счёт внешней модуляции или за счёт внутренней модуляции в транзисторном генераторе. Ширина спектра мощности потока хаотических радиоимпульсов рассчитывается по формуле:

$$\Delta F \approx \Delta f + 2\Delta s,$$

где  $\Delta f$  — полоса хаотического радиосигнала,

$\Delta s$  — ширина спектра, характерная модулирующему видеоимпульсу.

Если длительность модулирующего видеоимпульса  $\Delta t$  удовлетворяет соотношению  $\Delta s = \frac{1}{\Delta t} \ll \Delta f$ , то данный импульс может содержать несколько периодов хаотических колебаний, в которых ширина потока спектра мощности хаотических радиоимпульсов может совпадать с шириной непрерывного хаотического сигнала.

База данного хаотического радиоимпульса определяется произведением спектрально-частотной полосы сигнала на длительность самого сигнала, а именно  $B = \Delta t \Delta f$  и может изменяться в широком диапазоне.

#### 1.4 Пачки коротких импульсов

Пачки коротких радиоимпульсов (ПКРИ), в сравнении со сверхкороткими импульсами, используются [8] для увеличения ширины спектра сигнала или его длительности, при этом появляется возможность возникновения следующих вспомогательных возможностей по организации и модуляции многопользовательского доступа. Формируются данные импульсы в соответствии с расширяющимися последовательностями, при которых информационный символ кодируется определенным набором радиоимпульсов - пачкой коротких радиоимпульсов. При этом база сигнала увеличивается в  $M$  раз, где  $M$  — число импульсов в пачке.

Пачки коротких радиоимпульсов показывают всевозможные дополнительные возможности создания и организации многочисленного доступа, связанные с разделением сигналов различных групп абонентов и пользователей по частотному диапазону.

### 1.5 Сигналы с прямым расширением спектра

Модуляция сигнала с прямым расширением спектра [9], является одним из основных методов расширения спектра, который используется в настоящее время. При использовании метода прямого расширения спектра для формирования сверхширокополосного радиосигнала последовательность битов преобразуется в случайную последовательность, которая используется для модуляции несущей сигнала. Данный метод применяется в сетях стандарта 802.11 IEEE и Code Division Multiple Access (CDMA) для значительного увеличения спектра передаваемых сигналов.

Метод прямой последовательности Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) можно представить следующим образом. Каждый передаваемый бит информации может быть представлен в виде последовательности из определенного числа кодовых символов, которые реализуются сложением по модулю 2 исходной последовательности битов с кодовой расширяющей последовательностью. В стандарте 802.11 IEEE в качестве кодовой последовательности используется 11-ти элементный код Баркера [10], который складывается по модулю 2 с каждым битом информации. В результате спектр сигнала расширяется в 11 раз.

Первый полученный результат использования данного метода — это обеспечение защиты передаваемой информации от подслушивания, DSSS-приёмник использует другую кодовую последовательность и не сможет расшифровать информацию от другого передатчика. При использовании на приемнике другой кодовой последовательности на выходе существенно

уменьшается и отношение передаваемого сигнала к уровню шума, (преднамеренных или случайных помех), так что передаваемый сигнал на выходе уже невозможно определить в шуме радиосигнала. Поэтому приёмное устройство не распознает передаваемую информационную последовательность.

Одно из полезных свойств устройств, применяемых технологии DSSS заключается в том, что благодаря низкому уровню плотности мощности сигналов в спектральной области сигналы практически не создают помех другим обычным радиоустройствам, так как такие радиоустройства могут принять широкополосный сигнал за шум в рамках допустимого значения. Простые радиоустройства не сильно мешают сверхширокополосным, так как их сигналы имеют большую мощности излучают шум только в своем узконаправленном канале и не могут целиком переглушить весь сверхширокополосный сигнал.

Использование сверхширокополосных технологий дает ряд возможностей использования одного и того же участка радиочастотного спектра несколько раз, а именно обычными узкополосными устройствами, и сверхширокополосными.

## 1.6 Сигналы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM)

Сигнал с ортогонально-частотным мультиплексированием формируется  $N$  гармоническими несущими, разделенными по частоте на равные промежутки  $\Delta f$ . Занимаемая сигналом частотная полоса  $\Delta F$  делится на определенное число  $N$  на  $M$  подканалов. Абсолютно все имеющиеся в сигнале поднесущие между собой взаимно ортогональны на определённом интервале длительности самого импульса  $T_s$ . В пределе длительности импульса располагается Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) символ ( $T_s = 1/\Delta f$ ). Для передачи информации каждая из несущих модулируется независимо друг от друга с помощью методов фазовой манипуляции (16/64/256QAM, QPSK, BPSK, 8PSK).

На каждой несущей формируется свой собственный сигнал, который перед началом эфира между собой суммируется, формируя OFDM сигнал.

Для OFDM-сигналов характерна большая изменчивость по амплитуде и большой пик-фактор. Сигнала такого рода имеет полосу частот приблизительно 500 – 600 МГц [11]. База в СШП OFDM-сигнале может изменяться от 1 до 11 в зависимости от скорости передаваемого сигнала.

Многодоступность может быть осуществлена за счет выдачи различным пользователям разных участков доступного радиочастотного диапазона.

					БР-02069964-11.03.02-15-18	Лист
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		14

## 2 Физическая составляющая сверхширокополосных сигналов

### 2.1 Принцип формирования СШП-сигнала

В системах радиосвязи переход на СШП-сигнал, с популярной формулой Шеннона, предлагает огромную возможность существенно преумножить скорость передачи информации. Максимальная скорость передачи полезной дискретной информации рассчитывается по формуле:

$$C = W \cdot \log_2[1 + P/N_0]$$

где  $W$  – рабочая частотная полоса канала связи;

$P$  – мощность сигнала на входе приёмника;

$N_0$  – спектральная плотность шумов, равномерно распределённая по всей полосе радио канала.

Основным способом увеличения скорости (повышение информативности) системы является расширение частотной полосы, либо уменьшение его длительности.

Принцип формирования сверхширокополосного сигнала с управляемой шириной спектра можно рассмотреть на примере импульсной модуляции с ультракороткими импульсами гауссовой формы:

$$S_g(t) = A \cdot [1 - 4\pi(t/\tau)^2] \cdot \exp\left[-\frac{\pi}{2}(\tau \cdot f)^2\right],$$

где  $A$  — амплитуда сигнала,

$\tau$  — длительность самого сигнала.

Данная форма представления сигнала позволяет нам обеспечить практически постоянную составляющую равную нулю. Частотный спектр импульса определяется следующим выражением:



$$S_g(t) = A \cdot \sqrt{2} \pi \tau (\tau \cdot f)^2 \cdot \exp\left[-\frac{\pi}{2} (\tau \cdot f)^2\right]$$

Данный импульс является широкополосным сигналом, имеющий центральную частоту и ширину полосы, определяемый его длительностью. Центральная опорная частота имеет обратное отношение к длительности импульса, но спектральная плотность мощности данного сигнала сильно мала, так как сама мощность радиосигнала имеет распределение в широком диапазоне частот, и демонстрирует нам обычный шум. При изменении длительности импульса можно управлять шириной спектра самого сигнала. При уменьшении периода повторения импульсов  $T$  - снижать уровень усреднённой спектральной плотности мощности сигнала, чтобы не создавать помех другим приёмным системам.

Подобная технология имеет некоторые существенные недостатки: сложное управление спектром излучаемого сигнала; на частотах, кратных  $1/T$ , возникают острые и высокие максимумы в спектральной плотности мощности. Для более эффективного использования диапазона передачи данных можно осуществить, с помощью широкополосных радиоимпульсов. При этом вся используемая разрешённая полоса разбивается на поддиапазоны, и в каждом из них выбираются свои параметры импульса, для исключения перекрытия соседних [12].

Существуют различные методы анализа СШП-сигналов и процессов. В число таких методов входят: преобразования Фурье и его разновидности, преобразования Лапласа, вейвлет-анализ и различные его разновидности. Рассмотрим некоторые из них.

## 2.2 Анализ СШП-сигнала с помощью одномерного преобразования

### Фурье

Одномерное преобразование Фурье (ОФП) широко используется в различных областях как науки, так и техники при которых проводится анализ СШП-сигнала и имеет вид [13]:

$$F[s(t)] \equiv \dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-i\omega t) dt,$$

где  $s(t)$  – сигнал, который мы хотим проанализировать,

$\dot{F}(\omega)$  – функция спектральной плотности (ФСП) одномерного преобразования Фурье,

$\varphi_{\omega}(t) = \exp(i\omega t)$  – базисная функция одномерного преобразования Фурье.

Главным ярко выраженным недостатком данного вида преобразования Фурье относится отсутствие в ФСП  $\dot{F}(\omega)$  данных о местоположении определенных частотных составляющих на временной оси построения. Функция  $s(t)$  в начале проведения спектрального анализа не имеет данных о частотных характеристиках самого изучаемого сигнала.

## 2.3 Анализ СШП-сигнала с помощью динамического преобразования

### Фурье

Динамическое преобразование Фурье (ДПФ) для сигнала  $s(t)$  определяется [13] выражением:

$$\dot{S}f(\varphi, t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)w(t - \tau) \exp(-i\omega t) dt,$$

где  $w(t)$  – функция окна распределения;

$\dot{S}f(\varphi, t)$  – функция спектральной плотности динамического преобразования Фурье (ДПФ).

В сравнении с непрерывным вейвлет-преобразованием (НВП) и аналитическим вейвлет-преобразованием (АВП) в функции спектральной плотности ДПФ  $\dot{S}f(\varphi, t)$  можно преобразовать частоту  $\omega$  на соответствующий период  $T=2\pi/\omega$ . Получим формулу:

$$\dot{S}f(T, t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)w(t - \tau) \exp\left(-i2\pi\frac{t}{T}\right) dt.$$

Динамическое преобразование Фурье является одним из самых традиционным и классическим методом анализа сигналов. Непрерывное вейвлет-преобразование и аналитическое вейвлет-преобразование противопоставлялись ДПФ использовались как его более подходящая альтернатива. Зависимость энергии плотности от времени, частоты или периода для ДПФ называется спектрограммой Фурье:

$$P_s f(\omega, t) = |Sf(\omega, t)|^2.$$

Недостатки ДПФ, в основном связаны с отсутствием автоматической базисной модели и базисной локализации функций, которые показывают себя в основных моментах анализа определённых локальных особенностях сигнала. Главный недостаток говорит нам, что воздействие локальной особенности на вид функции спектральной плотности ДПФ может быть ограничен по времени только шириной оконной функции независимо от масштаба. При НВП и АВП область воздействия локальной особенности на ФСП, наоборот, определяется масштабом  $T$ . Однако все же ДПФ проигрывает НВП и АВП при анализе СШП-сигналов.

ДПФ имеет и ряд не менее важных достоинств. Когда происходит обработка широкополосных и узкополосных классических сигналов предпочтительным оказывается применение именно ДПФ.

К положительным качествам ДПФ несомненно нужно отнести неограниченный выбор оконных функций определения и возможность обратного преобразования.

## 2.4 Анализ СШП-сигнала методом преобразования Лапласа

Анализ СШП-сигналов можно производить при помощи метода преобразования Лапласа [13]. Сигнал  $s(t)$  связан со своим изображением  $\dot{S}(p)$  следующим образом:

$$S(t) = \int_{a+i\infty}^{a-i\infty} \dot{S}(p) \exp(pt) dp ,$$

$$\dot{S}(p) = \int_0^{\infty} s(t) \exp(-pt) dt.$$

Этот метод имеет некоторые недостатки, заключенные в нелокализованности функции  $\dot{S}(p)$  для финитного СШП-сигнала. В результате данный метод преобразования Лапласа отлично подходит для ограниченных малых значений показателя широкополосного сигнала.

## 2.5 Непрерывное вейвлет-преобразование

Предположим, нам задан вещественный сигнал  $s(t)$ . Тогда непрерывное вейвлет - преобразование (НВП) сигнала  $s(t)$  определяется соотношением:

$$Wf(a, b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt,$$

где  $\psi(t)$  – вещественная образующая функция, обычно называемая вейвлетом;

$a$  – параметр масштабирования;

$b$  – параметр сдвига;

$Wf(a, b)$  – вещественный вейвлет-спектр сигнала  $s(t)$ .

Параметр масштабирования –  $a$ , связан с упомянутым выше периодом сигнала  $T$  соотношением  $T=ka$ , где  $k$  – коэффициент пропорциональности, зависящий от выбранной функции  $(t)$ . Параметр сдвига  $b$  связан с использовавшейся переменной сдвига по времени простым соотношением:  $b =$  [13]. С учетом данных переменных мы можем записать выражение:

$$Wf(T, \tau) = |kT|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-\tau}{kT}\right) dt.$$

Достоинством НВП можно назвать локализованность базисных функций по времени и частоте, имеется автоматическая модель базиса, достаточно неплохое время-частотное разрешение, дается возможность исследования базисно-локальных особенностей и характеристик сигнала, большой набор различных вейвлетобразующих функций. НВП можно удобно использовать для анализирующих методов сигналов, находящихся во временной области локализации. Такими сигналами являются СШП-сигналы. Для данного рода сигналов базис вейвлетов является базисом собственным.

К недостаткам же НВП можно отнести зависимость вейвлет-спектра сигнала, анализируемого от выбранного вейвлета и выбор вейвлета в каждом определенном случае. Устранить данный недостаток возможного недостатка можно при помощи предложенного нами функционала качества. Важно отметить, НВП не имеет обратного преобразования для неортогональных вейвлетов.

## 2.6 Аналитическое вейвлет-преобразование

Вместо вещественной вейвлетобразующей функции  $\psi(t)$  можно использовать комплекс  $\Psi^*(t)$ . Тогда соответствующее преобразование, называемое аналитическим вейвлет-преобразованием (АВП) [13] вещественного сигнала  $s(t)$ , имеет выражение:

$$\dot{W}f(a, b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt,$$

где  $\Psi^*(t)$  – функция, комплексно сопряженная аналитическому вейвлету  $\Psi(t)$ ;

$\dot{W}f(a, b)$  – комплексный вейвлет-спектр сигнала  $s(t)$ .

С использованием введенных выше переменных  $T$  и  $\tau$  получаем:

$$\dot{W}f(T, \tau) = |kT|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi^* \left( \frac{t-\tau}{kT} \right) dt.$$

Основное отличие АВП от НВП заключается в комплекснозначности используемого вейвлета  $\Psi(t)$ , а следовательно, и получаемого вейвлет-спектра  $\dot{W}f(T, \tau)$ . АВП наследует от НВП все его достоинства и недостатки. Полезной особенностью АВП является возможность рассмотрения не только  $\text{Re } \dot{W}f(T, \tau)$ , как при НВП, но и  $\dot{W}f(T, \tau)$ ,  $|\dot{W}f(T, \tau)|$ ,  $\arg \dot{W}f(T, \tau)$ , что позволяет получить дополнительную информацию об исследуемом сигнале. Следует отметить, что количество комплексных вейвлетов, необходимых при проведении АВП, значительно меньше количества вещественных вейвлетов, используемых в НВП.

## 2.7 Дискретное вейвлет-преобразование

НВП и АВП, в которых переменные  $a$  и  $b$  изменяются непрерывным образом, обладают существенной избыточностью. Уменьшить ее позволяет

дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) [13], использующее дискретные масштабные преобразования  $a=(\quad)$  сдвиги  $b=(k_0 \ aji)$ , где  $a_0 > 1$ ,  $j$  и  $k$  – целые числа.

ДВП сигнала  $s(t)$  задается следующей парой соотношений:

$$c_{jk} = (s, \Psi_{jk}) = a_0^{-j/2} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \tilde{\Psi}(a_0^{-j}t - k) dt,$$

$$s(t) = C_{\Psi}^{-1} \sum_{j \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} c_{jk} a_0^{-j/2} \Psi(a_0^{-j}t - k),$$

где нормирующий коэффициент определяется выражением

$$C_{\Psi} = \int |\Psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega < \infty,$$

$\Psi(\omega)$  - фурье-образующая функции  $(t)$ .

Если  $a_0 = 2$ , то говорят о диадном вейвлет-преобразовании, известном также как вейвлетные ряды.

Установлено, что для ортогональных вейвлетов точное восстановление сигнала, (реставрацией) после ДВП возможно только с использованием дополнительной аппроксимации сигнала с помощью скейлинг-функции  $(t)$ . В противном случае восстановление дает сигнал, близкий к исходному  $s(t)$ , обеспечивая минимум среднеквадратичной погрешности восстановления.

Вейвлет-функция  $(t)$ , часто называемая “материнским вейвлетом”, отвечает за детали сигнала  $s(t)$ , а скейлинг-функция  $(t)$ , называемая “отцовским вейвлетом” за его грубое приближение, т. е. аппроксимацию. Разработана также специальная разновидность ДВП для стационарных сигналов  $s(t)$  – стационарное вейвлет-преобразование (СВП). Наиболее часто этот вид вейвлет-преобразования используется для очистки сигналов от шума.



### 3 Применение сверхширокополосных систем

Существует большое количество применения СШП-систем.

Разработка систем передачи информации с СШП-сигналами имеет ряд преимуществ. Одним из главных преимуществ является скрытность сигнала и устойчивость к подавлению [12].

Еще одной не менее важной особенностью, присущей системам связи на основе сверхширокополосных сигналов, это высокая электромагнитная совместимость с существующими системами связи. Достаточно малые уровни ряда сигналов, использование кодирования, похожая на шум структура СШП-систем не генерирует помехи для других радиоустройств.

Разработаны устройства, работающие как внутри зданий или сооружений, так и для обеспечения связи на достаточно большие расстояния. СШП-изделия могут обеспечить соединение самых различных устройств (телефон, телевизор, компьютер) и без особых усилий могут обеспечить передачу в аудио, видео и другие типы данных [12].

В данной области СШП-устройства применяются в различных сферах: от радаров, которые используют для контроля за воздушным пространством гражданской авиации, до портативных промышленных радаров для просмотра и контроля жизненных процессов, до систем охранной сигнализации и средств борьбы с организованной преступностью и терроризмом, которые обеспечивают получение четкой картины скрытых местоположений объектов и позволяют решить задачи зондирования сквозь стены на расстояниях от единиц до десятков

и сотен метров. Активно СШП-технология используются в медицинских приложениях [1, 2].

Осуществляется измерение расстояний с огромной точностью вплоть десятой части метра, дает возможность использовать системы СШП для дистанционного мониторинга, управлением и контролем за транспортными средствами и промышленными работами, определения местоположения различного рода объектов [14].

Для обнаружения проникновения нарушителя на объект или территорию, обнаружения движущегося объекта. Также позволяет определить наличие оружия и металлических предметов [15].

Для подповерхностного зондирования почвы, дна водоемов, поиска предметов под землей, не обнаруживаемых металлоискателями, зондирования строительных конструкций, определения состояния строительных материалов, кабелей и труднодоступных изделий, неразрушающего контроля [16].

Ведется активное применение данной технологии для определения уровня жидкостей в цистернах, сыпучих тел, для определения расстояния до объектов при различных технологических операциях, для определения глубины снежного и ледового покрова.

Разработаны системы для определения объекта сквозь стены и различные преграды, для поиска пострадавших при землетрясениях, стихийных бедствиях и техногенных катастрофах под завалами [17].

Одна из очень актуальных сфер применения, в которой ведется определение дистанции между транспортными объектами (автомобилями, вагонами, самолетами, морскими судами) и предупреждения о столкновении, для сбора данных об окружающих транспортных средствах и препятствиях в перспективных интеллектуальных системах управления движением транспорта, для предотвращения столкновений летательных аппаратов (вертолетов, БПЛА) с малозаметными препятствиями (проводами ЛЭП и др.) [18].

Для дистанционной диагностики сердечной деятельности и дыхания людей, для мониторинга систем жизнеобеспечения в медицине, в том числе состояния грудных детей [1, 2].

## 4 Обнаружение людей с помощью СШП-устройств

### 4.1 СШП-радиолокация

За последнее время наиболее главным фактором применения СШП-технологии в радиолокации и радиотехнике является создание относительно маломощных СШП-радаров [19], работающих на дистанциях нескольких метров в воздухе и различных средах.

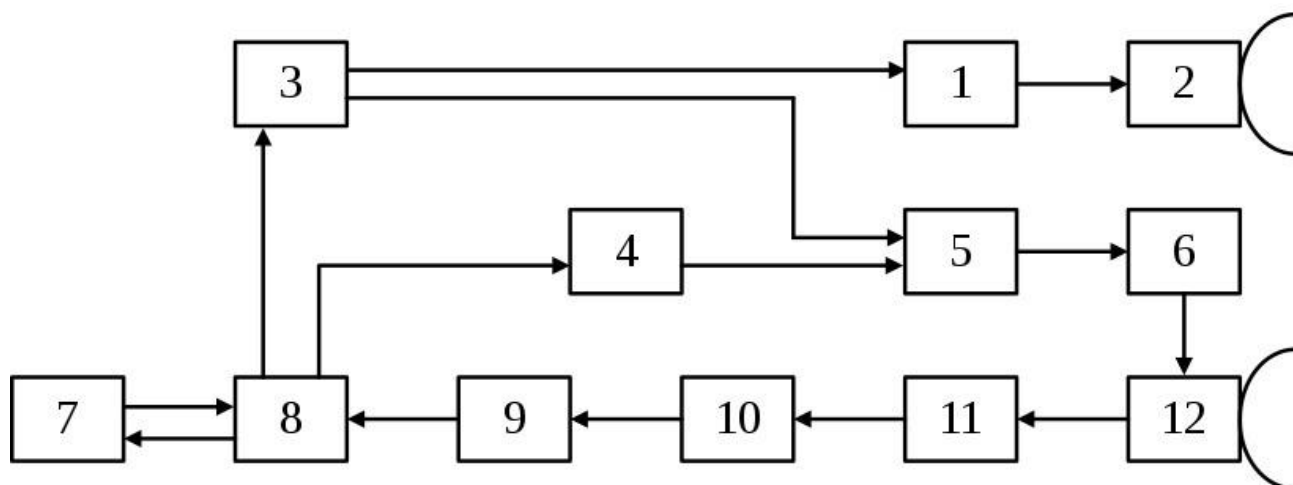


Рисунок 4.1 – Обобщённая схема СШП-радара

Отметим элементы обобщенной схемы СШП-радара. СШП-радар состоит из таких компонентов как: формирователь импульсов – 1 и 6, передающая антенна – 2, задающий генератор – 3, управление линии задержки – 4, линия задержки – 5, компьютер – 7, микроконтроллер – 8, аналого-цифрового преобразователь – 9, интегрирующий усилитель – 10, амплитудно-фазового детектор – 11 и приемная антенна – 12.

Стабилизированный задающий генератор генерирует непрерывное колебание на некоторой несущей частоте маломощного радара. Формирователь передатчика выделяет радиоимпульс (короткий радиоимпульс), излучаемый передающей антенной. Данный сигнал проходя по управляемой линии задержки подается в формирователь приемника. Формирователь создает определенный опорный основной сигнал, который открывает приемник в достаточно узком

временном окне. С введением изменения задержки опорного основного сигнала происходит регулирование расстояния от радара до видимого нами объекта. Все оставшееся время приемник закрыт. Это позволяет реализовать эффективную защиту от других сигналов, которые могут отразиться от различных объектов, находящихся вне зоны рабочего окна.

Наблюдаемые цели, а конкретнее от их типа, которыми являются неподвижная или движущаяся цели, в СШП-радаре используется два режима: некогерентный и когерентный. На входе приемника используется амплитудно-фазовый детектор. В процессе использования амплитудного детектора с его выхода происходит усиление радиоимпульсов. Следующим шагом радиоимпульсы оцифровываются и поступают в микроконтроллер.

При использовании фазового детектора с его выхода импульсы с подаются на интегрирующий усилитель, а именно сигнал поступает на полосовой фильтр усилителя. Полосовой фильтр определяет выделенный диапазон рабочих частот радара и производит накопление низкочастотного сигнала. Накопленный низкочастотный сигнал также оцифровывается и подает в микроконтроллер, который производит управление всеми операциями радара в соответствии с заданным в нем алгоритмом. Также микроконтроллер подготавливает данные для дальнейшей обработки в персональном компьютере. Персональный компьютер выполняет функцию обнаружения цели, осуществляет выборочное объединение подвижных целей, выполняет функцию цифровой фильтрации необходимых полученных данных.

Чтобы исключить большое количество невидимых зон по дальности при синхронной обработке сигнала на приемном модуле радара используются сдвинутые по фазе каналы с фазовыми детекторами. Данные опорно-базовые сигналы могут существенно быть сдвинутыми на  $90^\circ$ . Такие сигналы называют квадратурными, а каналы, по которым проходит сигнал – квадратурными каналами. Главным принципом работы маломощных радаров малой дальности для дистанционного, бесконтактного определения физических параметров

человека можно отнести к сочетанию большой частоты повторения импульсов и малой скорости движения видимого объекта. Данное соотношение позволяет за достаточно малые интервалы времени определенного порядка (0,01 с) наблюдать за объектом. В данные моменты времени объекты наблюдения, в основном, неподвижны. В результате чего можно выполнять когерентное накопление огромного количества пачек импульсов. Данное обстоятельство позволяет значительно уменьшить импульсную и среднюю мощность передатчика маломощного радара. Снижение импульсных и средних мощностей особенно важно для СШП-радаров. К данным радарам предъявляются очень жесткие требования по электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими радиотехническими средствами, которые работают в том же диапазоне частот.

#### 4.2 Радиолокация с помощью гармонического излучения

Отражённый зондирующий сигнал от любой подвижной границы объекта, происходит значительное изменение фазы сигнала, которое может быть зафиксировано буквально любым способом [20].

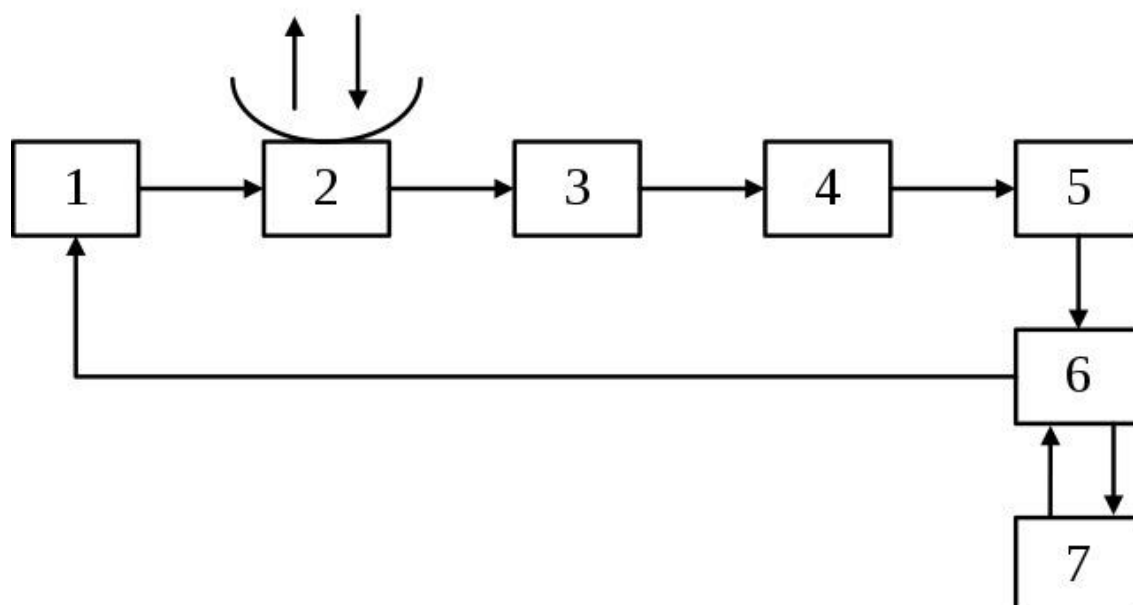


Рисунок 4.2 – Структурная схема модели

Передачик состоит из генератора 1, управляемого напряжения (ГУН). Возможная перестройка диапазона частот генератора управляемого напряжения составляет от 1,5 – 2 ГГц при этом имея мощность генератора около 5 – 10 мВт. Детектор 3 произведен на основе СВЧ-диода имеющий нулевое смещение. Полосовой фильтр 4 произведен по основной схеме Чебышева второго порядка, который имеет полосу пропускания 0,03 ... 5 Гц. Полосу частот фильтра необходимо выбирать с учетом диапазона регистрируемых психофизиологических колебаний, а именно сердцебиения и дыхания. Усилитель постоянного тока 5 состоит из двух каскадов с регулируемым коэффициентом усиления.

Данная схема работает следующим образом. Управляющий сигнал от компьютера 7 через интерфейсный блок 6 устанавливает заданную величину управляющего напряжения. Приемопередающая антенна 2 осуществляет нагрузку для генератора. Сигнал улавливаемый приемной антенной можно наблюдать после прохождения через полосовой фильтр. В дальнейшем сигнал усиливается усилителем постоянного тока и поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) интерфейсного блока 6. Данные от АЦП поступают в персональный компьютер. Происходит обработка результатов измерений и дальнейшее отображение на экране в масштабе реального времени.

Исследования, основанные на изучении СШП-сигналов, показали возможность применения радиолокационных устройств СВЧ-диапазона по дистанционному наблюдению и мониторингу параметров кардиореспираторной системы человека.

### 4.3 Шумовая СШП-радиолокация

Сверхширокополосный шумовой радар имеющий непрерывное излучение в диапазоне 0,5 ... 3 ГГц, предназначен для обнаружения движущихся объектов за оптически непрозрачными преградами [21].



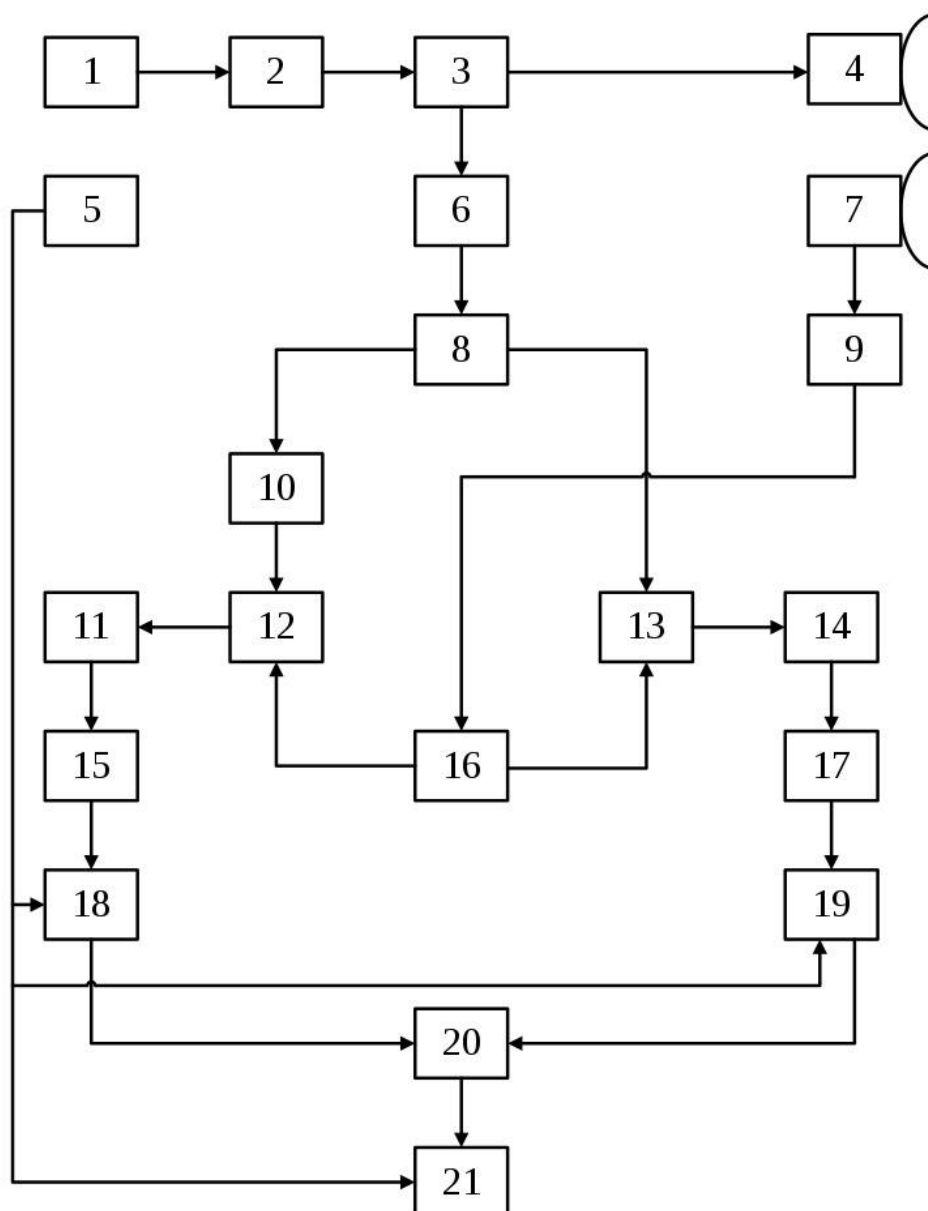


Рисунок 4.3 – Схема шумового радара

Схема шумового радара состоит из: генератора – 1, усилителя мощности – 2, ответвителя – 3, передающей антенны – 4, приемной антенны – 5, приемного усилителя – 7, линии задержки – 6, разветвителей – 8 и 16, фазовращателя – 10, балансовых диодных смесителей – 10 и 13, интегрирующих фильтров нижних частот – 11 и 14, аналоговых цифровых преобразователей – 15 и 17, цифровых компенсаторов – 18 и 19, вычислителя среднеквадратического значения – 20, устройства вывода информации – 21, синхронизатора – 5.

Шумовой сигнал порождается хаотическим микроволновым генератором. В его основе лежат связанные транзисторные автоколебательные системы с нелинейной хаотической динамикой, которые имеют среднюю мощностью 0,5 – 1 мВт. Также они имеют равномерный спектр, лежащий в полосе частот от 1 – 5 ГГц. Хаотические сверхширокополосные колебания на выходе задающего генератора поступают на вход транзисторного многокаскадного усилителя, у которого коэффициент усиления мощности равный 23 – 28 дБ.

Полоса прозрачности и средняя частота усилителя мощности задаются двумя абсолютно идентичными полосно-пропускающими фильтрами. Один из фильтров включен на входе первого, а другой на входе последнего из усилительных каскадов. Полоса частот зондирующего шумового сигнала выбирается в диапазоне 1...5 ГГц. Важно учесть, относительно слабое ослабление таких волн в средах распространения и в процессе проникновения сквозь оптически непрозрачные преграды.

Усиление шумового сигнала до заданного уровня в заданной полосе частот разделяется на две неравные части.

Значительная часть мощности шумового сигнала переходит в передатчик маломощного радара и излучается в окружающее пространство передающей антенной, имеющую круговую поляризацию и соответствующим коэффициентом усиления.

Шумовой опорный-базовый сигнал имеющий меньшую мощность со следующего выхода ответвителя поступает на вход приемника, имеющий квадратурные каналы для корреляционной обработки. Каждый канал содержит многоотводную линию задержки, с электронным управлением, на несколько секций с постоянными задержками сигнала в указанном диапазоне частот от 1...5 ГГц. Каждая микроволновая секция задержки выполнена в виде отрезка коаксиального кабеля заданной длины. Каждый отрезок кабеля обладает дополнительным рассчитанным ослаблением. Данная процедура производится, чтобы сделать сбалансированные равные средние мощности задержанных

сигналов во всех имеющихся секциях. Переключение секций в многоотводной линии задержки производится с помощью микрополосковой схемы, содержащая в себе направленные разветвители и балансовые сумматоры. Электронное автоматическое управление разветвителей и сумматоров происходит по трем группам электронных ключей, основанных на *p-i-n* диодах. Электрические импульсы переключения диодов вырабатываются цифровой схемой. Управление цифровой схемой происходит в цифровом виде двоичной кодовой последовательности, которую формирует цифровой синхронизатор.

Блоком синхронизации является интерфейсная плата (интерфейсный блок) цифровой обработки сигналов в персональном компьютере.

Шумовые отражения во времени от объектов, находящихся в различных окнах дальности за неоптическим препятствием, подаются на вход приемной антенны. Приемная антенна имеет аналогичные параметры, такие же, как и у передающей антенны. На выходе приемной антенны включен малошумящий твердотельный линейный усилитель.

Принятый и усиленный сигнал в требуемой полосе частот разделяется с помощью направленного микрополоскового разветвителя на два синхронных канала квадратурной обработки. Корреляционное перемножение между опорно-базовыми шумовыми сигналами, задержанными в многоотводной линии задержки в сумме с принятыми зондирующими сигналами, производится балансными диодными смесителями в квадратурных каналах. Опорно-базовый шумовой сигнал на уровне с выхода многоотводной линии задержки также имеет разделение на два канала квадратурной обработки. В одном из каналов производится фазовый сдвиг для всех спектральных составляющих опорно-базового сигнала в заданной частотной полосе.

Корреляционное произведение между опорно-базовым сигналом и шумовыми отражениями выделяется в виде сигнала разностной частоты в полосе частот. Данный сигнал получается на выходе балансных диодных смесителей в квадратурных каналах.

Принятый радаром сигнал содержит множественные поступления сигналов от отдельных рассеивателей и отражателей в различных окнах дальности. Однако только зондирующие сигналы, отраженные от объекта в подходящем окне дальности, будут коррелировать после перемножения с опорно-базовым сигналом, задержанным на требуемое время задержки.

Интегрирование шумовых сверхширокополосных сигналов с выхода каждого квадратурного балансного смесителя производится двухкаскадными, пассивными *RC*-фильтрами с граничной частотой. Последующее усреднение сигналов производится фильтрами низких частот с полосой пропускания порядка 0,5 – 1 кГц. Усредненные профильтрованные аналоговые сигналы поступают на входы аналоговых цифровых преобразователей (АЦП). Окончательное интегрирование усредненных сигналов, и дальнейшее управление цифровой схемой переключения задержек производится интерфейсной платой цифровой обработки сигналов в персональном компьютере.

К достоинствам сверхширокополосных и сверхширокополосных маломощных радаров можно отнести следующее: данные радары могут измерять с высоким разрешением дальность и скорость объектов, обладают свойствами в повышенной помехоустойчивости, скрытности, низкой вероятности обнаружения и электромагнитной совместимости с другими радиотехническими средствами, включая традиционные узкополосные системы.

Недостатком такого рода шумовых маломощных радаров является маскировка полезного сигнала. Полезный сигнал цели на определенной дальности находится в шумовом фоне, отраженном от местных предметов, расположенных в других элементах дальности, и проникающего сигнала передатчика.

#### 4.4 СШП-радиолокация человека

Для осуществления радиолокации биоорганизмов и других объектов лучше всего использовать маломощные радары с малой дальностью имеющие зондирующий СШП-сигнал [13]. Таким сигналом можно назвать сигнал с показателями  $f_{min} = 0.1$  ГГц,  $f_{max} = 1.9$  ГГц. При этом  $\mu = 1.7$ ,  $\Delta f = 1.8$  ГГц,  $f_0 = 1$  ГГц,  $\tau_{И} = (\Delta f)^{-1} \approx 0.5$  нс. Разрешающая способность по дальности такого радара рассчитывается по формуле:

$$\Delta R = c\tau_{И}/2 = c/(2\Delta f).$$

Радиосигналы, отраженные от человека, приобретают биометрическую модуляцию. Причиной возникновения такого рода радиосигналов являются квазипериодические процессы в объекте-биоорганизме (сокращение сердца, сосудов, легких, колебания желудка, гортани т. д.). Такие процессы содержат характеризованные частоты  $F \approx 0.2 \div 3$  ГГц, и соответствует следующая амплитуда доплеровского смещения частоты на частоте  $f_0 = (f_{min} + f_{max})/2$  :

$$f_{d0} = 8\pi^2 f_0 \frac{F^2 x_0}{c}.$$

где  $x_0$  – амплитуда колебаний органа человека.

Главными преимуществами в применении зондирующих СШП-сигналов являются измерение дальности до биообъекта с достаточно хорошим разрешением, а также возможность выделения полезного сигнала цели на фоне других объектов.

К недостаткам данного типа СШП-радаров, можно отнести наличие “пораженных” дальностей, которые вызваны формой зависимости

корреляционного интеграла от относительного запаздывания, опорно-базового и принимаемого сигналов.

Нахождение живых людей, с помощью радиолокации, находящихся под завалами различного рода конструкций, получившихся в процессе природных или техногенных катастроф, основывается на модуляции радиосигнала отраженного от человека. В основном такая модуляция осуществляют колебания грудной клетки при дыхании.

При прохождении электромагнитной волны (ЭМВ) через препятствия наименьшее затухание происходит на низких частотах. Произвести обнаружение движение грудной клетки на данных частотах крайне затруднительно. Самым оптимальным для данного рабочего диапазона можно принять диапазон в области 1 ... 3 ГГц. При этом дальность действия радиолокатора в этом диапазоне за счет затухания ЭМВ в различных препятствиях составляет примерно около 10 м.

Под обнаружением живых организмов, в частности людей, представляет собой обнаружение организмов с имеющими признаками жизни. Данное действие имеет крайне большое значение при ходе поисков людей, оказавшихся под различного рода завалами в результате последствий природных катастроф или аварий, если отсутствует визуальный или звуковой контакт с пострадавшими людьми. Поскольку в данных ситуациях период выживания пострадавших ограничен, имеет значение незамедлительно определить присутствие живых организмов, в частности людей и спасение пострадавших после определения их местоположения.

Ранее использовались способы и устройства для обнаружения или определения местоположения людей, находящихся под завалами, фактически не позволяли провести отличие живых организмов от мертвых среди пострадавших.

Методы с применением специально обученных собак возможны только в ограниченной степени с точки зрения времени. Данное действие происходит в связи с тем, что животное, работающее с высокой степенью концентрации

запахов, через определенное количество времени, требует продолжительного отдыха для восстановления сил. Это значительно приостанавливает поиски, тем самым к потере времени на поиски. Для животных главное значение имеет обоняние. Животные не могут отыскивать еще падающих признаки жизни людей. Из-за этого огромное количество времени теряется на спасение мертвых людей и совсем не остается времени на спасение живых.

Применение специальных, прослушивающих аппаратов для улавливания признаков жизни оказывается проблематичным и не уместным, если люди находятся в бессознательном состоянии. Важно отметить, безошибочное определение местоположения часто невозможно из-за отражения звука от различных предметов, находящихся в развалинах.

Для обеспечения более эффективного определения местоположения после сходов лавин используют портативные передающие устройства. Данные устройства, которые позволяют определять местоположение оказавшегося под завалом человека на основе испускаемого электромагнитного излучения. Недостаток данных устройств заключается в том, что они не позволяют определить жизненные функции пострадавшего. Данные признаки отсутствуют в случае аварий или если люди были погребены заживо в результате природных катастроф.

Современные биорадары, использующие СВЧ диапазон помогают быстро определить местоположение пострадавших в результате аварии или природных последствий, что позволяет оперативно принять меры по извлечению и дальнейшей эвакуации.

## 5 Усилители мощности СВЧ-устройств

### 5.1 Структурная схема СВЧ-усилителя

Структурная схема СВЧ-усилителя [22,23,24] представлена на рисунке 5.1. В данной схеме транзистор представлен как четырехполюсник описываемый матрицей рассеяния транзистора (S-параметры).

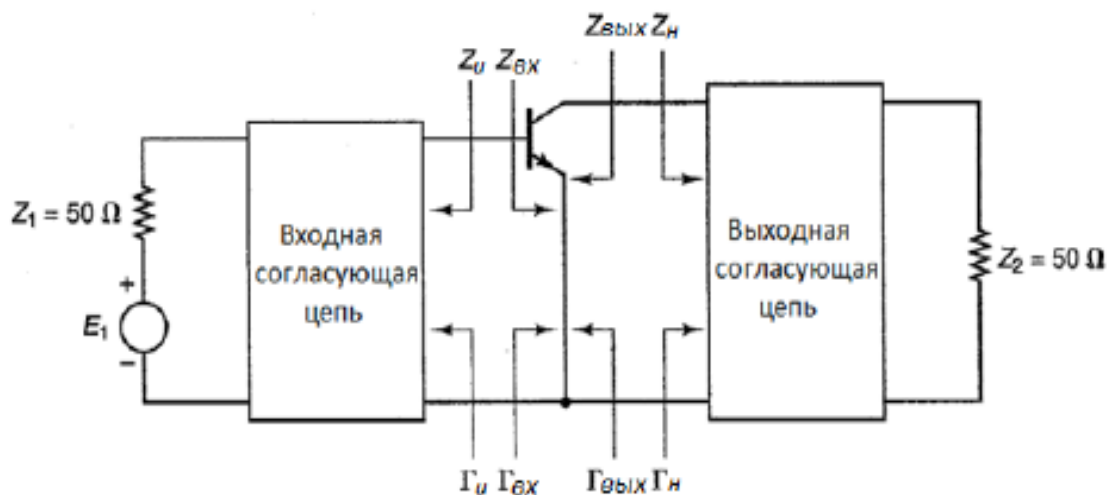


Рисунок 5.1 – Структурная схема однокаскадного СВЧ-усилителя

Входная согласующая цепь трансформирует импеданс генератора в комплексный импеданс  $Z_{и}$ , что соответствует коэффициенту отражения -  $\Gamma_{и}$ . Выходная согласующая цепь предназначена для трансформации сопротивления нагрузки в комплексный импеданс -  $Z_{н}$ , что соответствует коэффициенту отражения -  $\Gamma_{н}$ .

Падающие волны мощности на вход и выход транзистора обозначаются как  $a_1$  и  $a_2$ , а отраженные волны мощности как  $b_1$  и  $b_2$ .  $P_{Г}$  - номинальная мощность генератора,  $P_{вх}$  - входная мощность, отданная во внешнюю входную цепь транзистора,  $P_{н}$  - мощность, отданная во внешнюю входную цепь транзистора и  $P_{вых}$  - максимальная мощность в нагрузке, определяются по формулам:

$$P_{вх} = \frac{1}{2} |a_1|^2 - \frac{1}{2} |b_1|^2$$



$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} |b_1|^2 - \frac{1}{2} |a_1|^2$$

$$P_{\text{ДОИ}} = P_{\text{ВХ}} |_{\Gamma_{\text{ВХ}} = \Gamma_{\text{ВХ}}^*}$$

$$P_{\text{ДОИ}} = P_{\text{ВХ}} |_{\Gamma_{\text{ВХ}} = \Gamma_{\text{ВХ}}^*}$$

Коэффициент усиления представлен в трех различных формах. Общий случай – определяется как отношение мощности в нагрузке ( $P_{\text{Н}}$ ) к номинальной мощности генератора ( $P_{\text{Г}}$ ):

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_{\text{И}}|^2}{|1 - \Gamma_{\text{ВХ}} \Gamma_{\text{И}}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{\text{Н}}|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_{\text{Н}}|^2},$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_{\text{И}}|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_{\text{И}}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{\text{Н}}|^2}{|1 - \Gamma_{\text{ВЫХ}} \Gamma_{\text{Н}}|^2}.$$

При заданном  $\Gamma_{\text{И}}$  и согласованной цепи пользуются выражением нормального коэффициента усиления  $G_P$ :

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{И}}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{\text{Н}}|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_{\text{Н}}|^2}.$$

Нормированный коэффициент усиления  $G_P$  определяется как отношение максимальной мощности  $P_{\text{И}}$  к входной мощности, отданной во внешнюю входную цепь транзистора  $P_{\text{ВХ}}$ .

При заданном  $\Gamma_{\text{И}}$  согласованной выходной цепи пользуются выражением номинального коэффициента усиления  $G$ :

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_{\text{И}}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_{\text{И}}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{\text{ВЫХ}}|^2}.$$

Номинальный коэффициент усиления по мощности  $G$ , определяется как отношение мощности, отданной во внешнюю выходную цепь транзистора к номинальной мощности генератора.

Коэффициент усиления определяется S-параметрами транзистора и параметрами нагрузок по входу и выходу усилителя, то есть  $\Gamma_{\text{Н}}$  и  $\Gamma_{\text{И}}$ .

Отметим, что коэффициенты отражения транзистора по входу и выходу  $\Gamma_{\text{ВХ}}$  и  $\Gamma_{\text{ВЫХ}}$  не являются классическими S-параметрами матрицы рассеяния, которые характеризуют четырехполюсник, нагруженный на чисто активные сопротивления -  $Z_0$ . В реальных усилителях транзистор нагружен на произвольные комплексные сопротивления. Связь универсальных параметров коэффициентов отражения с классическими параметрами матрицы рассеяния транзистора, измеренными в согласованной линии передачи с волновым сопротивлением  $Z_0$ , можно представить формулами:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{Н}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{Н}}}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{Н}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{Н}}}$$

## 5.2 Устойчивость СВЧ-усилителя

Одним из важнейших параметров работы транзисторного усилителя является его устойчивость [22, 23, 24]. Паразитные связи, имеющиеся в структуре самого транзистора, на больших частотах могут приводить к самовозбуждению. Это является недопустимым эффектом в работе усилителя. Возникновение такого эффекта происходит в определенных значениях  $Z_S$  и  $Z_L$ . В

этом процессе активная часть входного и выходного сопротивления транзистора преобразуется в отрицательную. Транзистор является достаточно устойчивым, если при присоединении различных комплексных сопротивлений по входу и выходу с положительными активными составляющими он не самовозбуждается. Если существуют такие сопротивления, при которых он способен самовозбудиться, то он является потенциально устойчивым.

					БР-02069964-11.03.02-15-18	Лист
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		40

## **6 Антенны и устройства СВЧ**

### **6.1 Характеристики антенн и устройств СВЧ**

Разработка и проектирование антенно-фидерных устройств различной радиотехнической системы связи и радиолокации ведутся на основании технических требований. В данных требованиях определены основные характеристики создаваемого устройства. Основные характеристики антенно-фидерных устройств выделяют следующие [25]:

1) Направленность действия - основная характеристика антенных устройств, определяющая различия приема или передачи излучения антенн в различных направлениях. Для оценки направленности действия всех антенных, существует понятие абсолютно ненаправленной антенны – изотропного излучателя. Данный излучатель может излучать электромагнитную энергию равномерно во все стороны.

2) Диаграмма направленности (ДН) – это графическое изображение характеристики направленности. Существует пространственная диаграмма направленности. Диаграмма направленности может изображаться в виде некоторой поверхности. Радиус-вектор, проведенный от центра до некоторой точки поверхности, пропорционален полю излучения в данном направлении. Сечения пространственной диаграммы направленности плоскостями, проходящими через центр, называют диаграммами направленности в соответствующей плоскости. Говоря об антеннах, можно сделать следующий вывод, что большинство антенн являются остронаправленными. Они концентрируют излучения в небольшом телесном угле и имеют игольчатые диаграммы направленности. Для остальных наземных устройств можно называть антенну ненаправленной, если она имеет в горизонтальной плоскости круговую (равномерную) ДН.

3) Энергетическая характеристика - определяет изменения и значения в ходе работы ряда величин, которые характеризуют максимально допустимую

мощность излучения. Данная характеристика обеспечивает электрическую прочность и допустимый тепловой режим, мощность СВЧ-потерь в приемопередающем модуле антенны, мощность шумов, развиваемая на входе приемника, мощность управления расположения луча в пространстве. Величины данных мощностей характеризуются следующим: коэффициентом полезного действия (КПД), шумовой температурой, входным сопротивлением антенны, волновым сопротивлением фидера, согласованием в питающем фидере и другими параметрами.

4) Частотные характеристики определяют изменение основных параметров антенн с частотой. При изменении частоты происходит изменение направленности действия антенны и энергетических характеристик. Когда рассматриваются частотные характеристики антенно-фидерных устройств, необходимо различать требования, которые предъявляются к рабочему диапазону и полосе частот. Полоса частот будет определяться спектром сигнала передаваемой антенны. Одним из условий будет являться одновременное излучение или прием заданного спектра частот приёмной антенны. Диапазон частот определяется работой антенны последовательно на различных участках этого диапазона волн во времени.

5) Характеристики управления антенно-фидерных устройств - показывают изменение направленные и других свойства антенн в процессе работы.

6) Антенно-фидерное устройство, также имеет ряд общетехнических и экономических характеристик, такие как это сложность или простота устройства, масса и габариты, надежность работы, механическая прочность, стоимость, простота, удобство в эксплуатации, контроль и ремонт и другие. Все эти требования общего характера при разработке антенного устройства являются не менее важным, чем все требования к электрическим характеристикам. Выполнение данных требований достигается определенными конструктивными решениями, технологией изготовления, применением специальных материалов, выбором схемы построения устройства, режима работы, способа сканирования.

Все эти основные требования к характеристикам разрабатываемого антенного устройства в каждом отдельном случае достаточно различны и зависят от назначения. С увеличением объема обрабатываемой информации радиосистемы, а также с ростом дальности действия, разрешающей способности, точности определения координат, быстродействия, помехозащищенности возрастают, соответственно, требования к характеристикам антенных устройств. Расчет и конструирование современных антенн значительно усложнилось. Данный фактор произошел из-за увеличения числа характеристик, которые подвергаются определению, а также стремлению оптимизировать и более точно рассчитать характеристики антенн, прибегая к нахождению оптимального варианта антенной системы по заданным требованиям, тем самым увеличивается объем всех расчетов. При расчете и проектировании антенно-фидерных систем связи решение общей поставленной задачи является искусственное разделение на ряд мелких отдельных задач. Решение таких задач позволяет рассчитывать характеристики сложных антенно-фидерных систем и искать вариант изготавливаемых антенн, которые наиболее соответствуют поставленным требованиям.

## **6.2 Рабочая полоса частот и предельная мощность антенны**

В любой радиосистеме используется возможность изменения частотного спектра. Важным параметром для антенны является ее рабочая полоса частот. Данный параметр является ограничением для остальных параметров антенны. Рабочая полоса частот определяется от параметра антенны больше всего зависящего от частоты. Обычно она ограничивается ухудшением согласования на выходе. Также она может зависеть от изменения максимума диаграммы направленности, расширения луча и других параметров. В ходе экспериментов наблюдаются случаи, когда верхняя и нижняя полоса частот имеют различные ограничения. Одним из таких случаев может быть ограничение качеством

					Лит
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
					43

БР-02069964-11.03.02-15-18

согласования со стороны низких частот, а со стороны верхних частот искажением формы диаграммы направленности. В результате о выборе полосы частот можно судить только после завершения расчетных работ и изготовлении опытного прототипа.

В радиотехнике принято рассмотрение антенн на рабочие полосы. Антенны с рабочей полосой меньше 10% номинальной частоты принято считать узкополосными. Широкополосными антенны принято считать такие антенны, рабочая полоса частот которых должна составлять от 10 – 50% номинальной частоты. Также широкополосные антенны можно назвать диапазонными. Если имеется отношение верхней границы рабочей полосы частот к нижней достигает 5:1 и выше, то такую антенну можно считать частотно-независимой.

Одним из важных параметров также является и предельная рабочая мощность. Данный параметр ограничивается, в основном, прочностью диэлектриков антенны. Важно отметить, данный параметр зависит от электрической прочности окружающей среды. Данный параметр касается бортовых антенн, работающих в слоях ионосферы и тропосферы. Есть опасность теплового пробоя из-за неподходящей рабочей мощности.

## 7 Биорадар для обнаружения живых организмов, находящихся оптически непрозрачными преградами

### 7.1 Структурная схема биорадара для обнаружения живых организмов, находящихся оптически непрозрачными преградами

Структурная схема биорадара имеет вид:

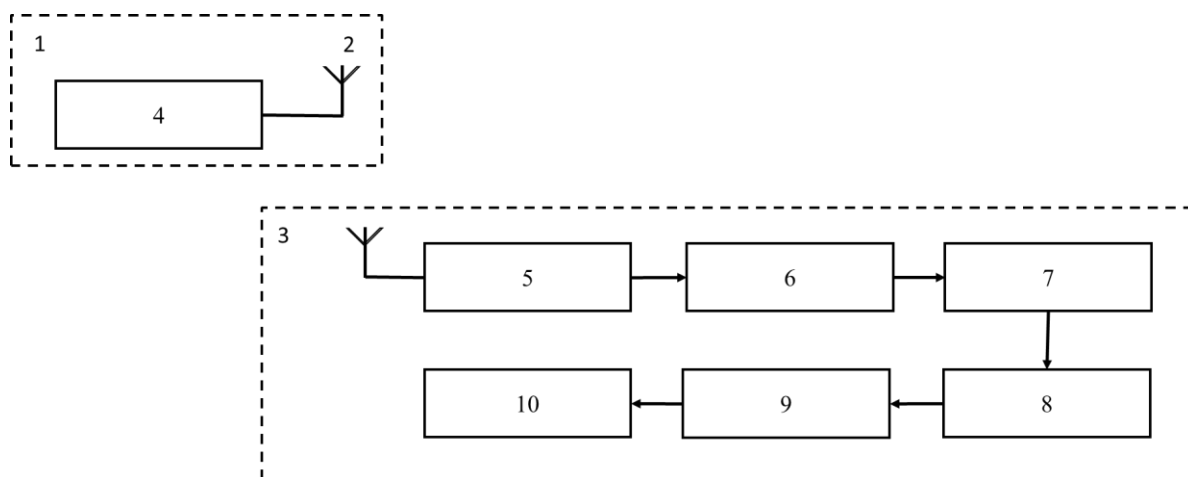


Рисунок 7.1 – Структурная схема биорадара

где 1 – передающее устройство, включающее в себя передатчик и передающую антенну;

2 – передающая антенна;

3 – приемное устройство;

4 – передатчик;

5 – преобразователь;

6 – демодулятор;

7 – фильтр ВЧ;

8 – усилитель;

9 – Аналого-цифровой преобразователь (АЦП);

10 – Цифровой дисплей.



## 7.2 Расчет параметров СВЧ-антенны Вивальди и планарной СВЧ - антенны.

Антенна Вивальди, является на сегодняшний день одной из наиболее популярной СВЧ-антенн. Также достаточно большой популярностью среди разработчиков радио систем используются планарные СВЧ-антенны. Формулы, представленные в нашей работе, предназначены для расчета размеров антенн, если нам не известна рабочая частота и диэлектрическая проницаемость материала.

Расчет ширины антенны (W).

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}}$$

где  $c$  – скорость света;

$\epsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость подложки;

$f_0$  – резонансная частота;

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости. Расчет основан на высоте, диэлектрической проницаемости диэлектрика и расчетной и ширине антенны.

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

где  $\epsilon_{eff}$  – диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

$\Delta L$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}$$

где  $h$  - высота антенны.

Расчет фактической длины патч антенны.

$$L = L_{eff} - 2\Delta L,$$

$$W_{Total} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}},$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left( \frac{h}{W} \right)}} \right],$$

$$L_{Total} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0,824 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}.$$

Геометрия раскрыва антенны рассчитывается по формуле:

$$W_{max} = \frac{c}{2f_{min} \sqrt{\epsilon_r}},$$

$$W_{min} = \frac{c}{2f_{max} \sqrt{\epsilon_r}}.$$

где  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме;

$f_{min}$  – минимальная рабочая частота;

$f_{max}$  – максимальная рабочая частота;

$\epsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость подложки;

Ширина щели антенны Вивальди рассчитывается по формуле:

$$W(x) = W_0 \exp \left[ \ln(W_L) \left( \frac{x}{L} \right)^\alpha \right] - (W_0 + b).$$

где  $W_0 = 1$  мм;

$L$  – длина антенны;

$W_L$  – общая ширина антенны;

$b$  – минимальное значение раскрытия конуса;

$\alpha = 0,7$

Расчет произведен с помощью программного обеспечения Ansoft HFSS Antenna Design Kit.

Исходные данные для расчета:

Диапазон рабочих частот: 1 ГГц – 3 ГГц.

Полученные результаты показаны на рисунке 7.2 и рисунке 7.3.

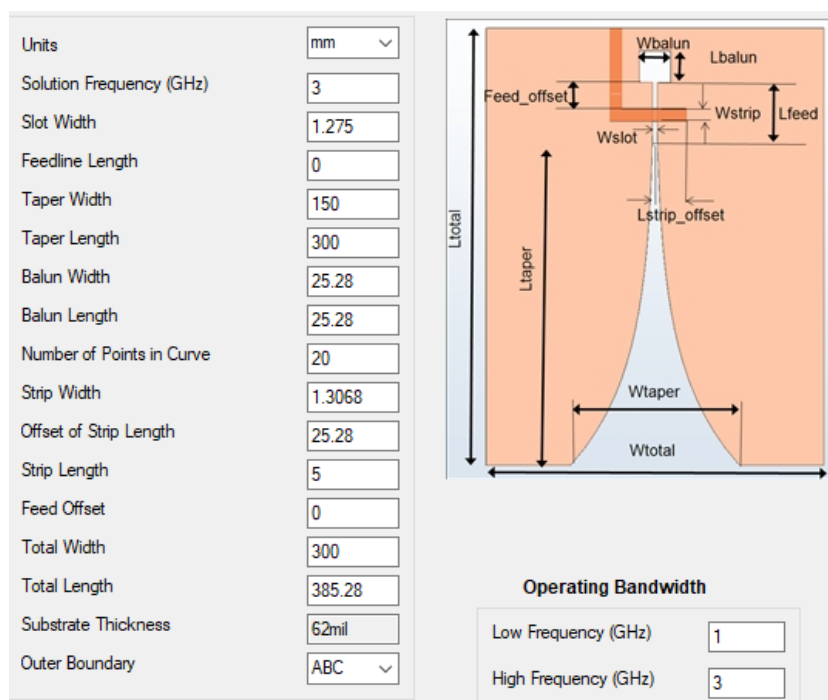


Рисунок 7.2 – Расчет параметров СВЧ-антенны Вивальди

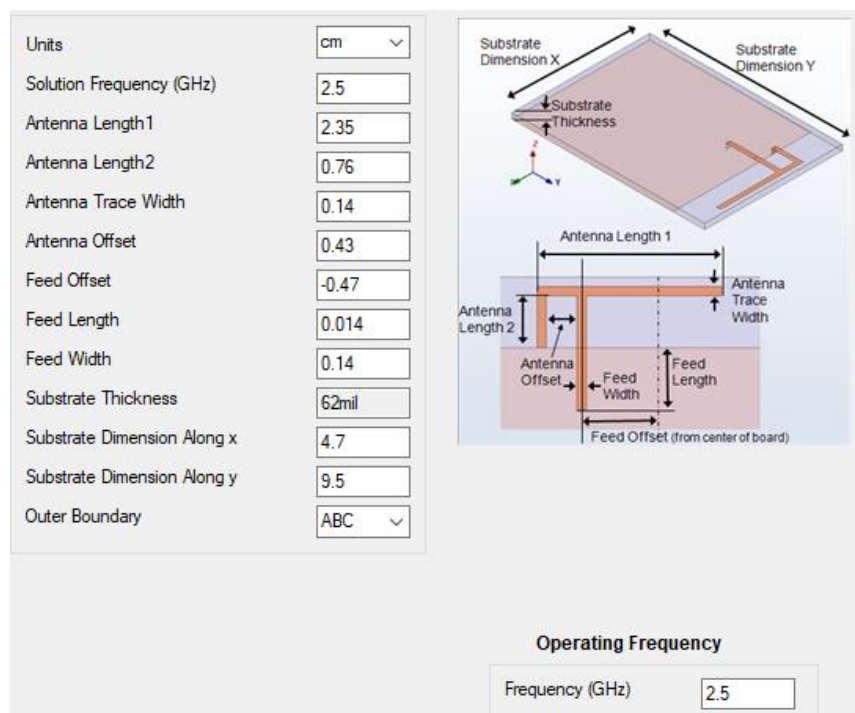


Рисунок 7.3 – Расчет параметров планарной СВЧ-антенны

Расшифровка значений:

Units (Единицы измерения);

Solution Frequency (Максимальная частота расширения);

Slot Width (Ширина слота);

Taper Width (Ширина конуса);

Taper Length (Длина конуса);

Strip Width (Ширина полосы);

Total Width (Общая ширина);

Total Length (Общая длина).

### 7.3 Моделирование СВЧ-антенны Вивальди и планарной СВЧ-антенны.

Для создания компьютерных моделей антенн и построения диаграмм направленности использовалась программ Ansoft HFSS 13.0.

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

Лист

49

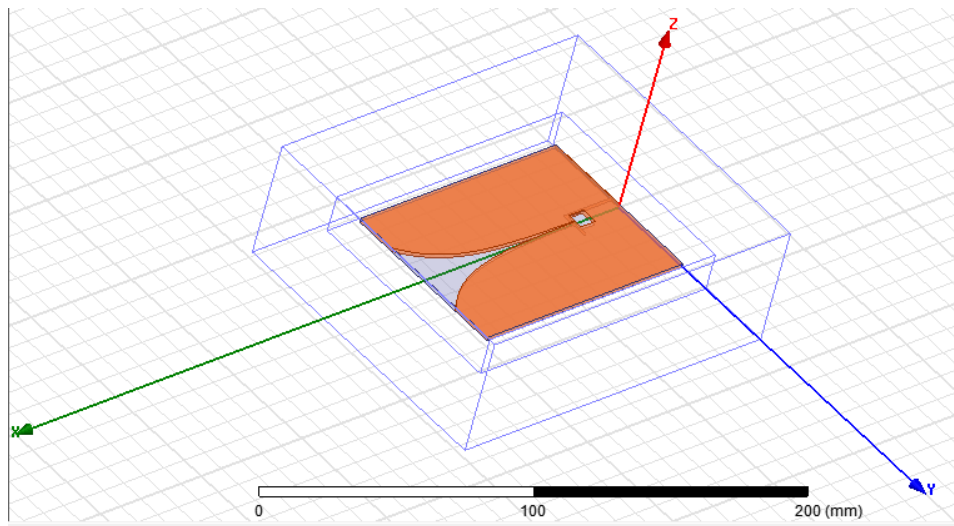


Рисунок 7.4 – Модель СВЧ-антенны Вивальди

Выполним расчет частотной характеристики для антенн Вивальди.

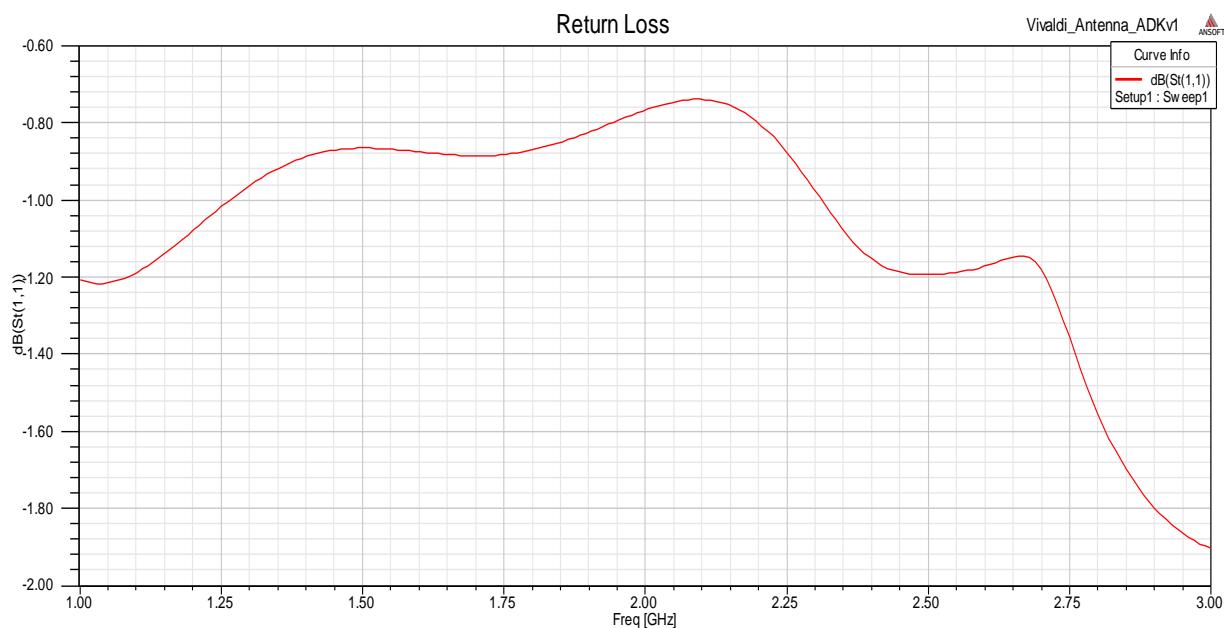


Рисунок 7.5 – График частотной характеристики антенны Вивальди

Построим диаграмму направленности.

Для анализа характеристик антенны, используется метод токов. Данный метод не использует аппроксимации и допущений, характерных для резонаторного метода. Граничную задачу формулируют в виде системы

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

интегральных уравнений относительно скалярных компонентов векторной функции распределения электрического тока на проводящей пластине антенны.

Выражение для нахождения диаграммы направленности имеет следующий вид:

в плоскости  $H$  ( $\varphi = 0$ );

$$F_{\varphi}(\theta) = \frac{2 \cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + (\xi \operatorname{ctg} \xi k_0 d)^2}} \cdot \left( \frac{\sin(0,5 k_0 \cdot a \sin \theta)}{0,5 k_0 \cdot a \sin \theta} \right).$$

в плоскости  $E$  ( $\varphi = \pi/2$ );

$$F_{\varphi}(\theta) = \frac{2 \xi \cos \theta \cdot \cos(0,5 k_0 b \sin \theta)}{\sqrt{\xi^2 + (\varepsilon \mu \cos \theta \cdot \operatorname{ctg} \xi k_0 d)^2} \cdot \left( 1 - \left( k_0 \frac{b}{\pi} \sin \theta \right)^2 \right)},$$

где  $d$  – толщина;

$a$  – ширина;

$b$  – длина антенны;

$k = \beta / \varepsilon \mu$ ;

$\beta$  – постоянная распространения;

$\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость;

$\mu$  – магнитная проницаемость;

$\xi = \sqrt{\varepsilon \mu - \sin^2 \theta}$ .

Формула для нахождения коэффициента направленного действия (КНД) имеет следующий вид:

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}},$$

где  $U$  – интенсивность излучения;

$P_{rad}$  – мощность излучения.

Программа HFSS строит диаграмму направленности по формуле:

$$F^E(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{max}}$$

$$F^H(\theta, \varphi) = \frac{H(\theta, \varphi)}{H_{max}}$$

где  $E_{max}$  или  $H_{max}$  – это соответственно, напряженность электрического или магнитного поля по направлению максимального излучения.

Мощность интенсивного излучения находится по формуле:

$$U(\theta, \varphi) = \frac{|E|^2}{\eta_0} r^2,$$

где  $|E|$  – модуль  $E$  – поля;

$r$  – расстояние от антенны;

$\eta$  – импеданс свободного пространства равный 376,7 дБ.

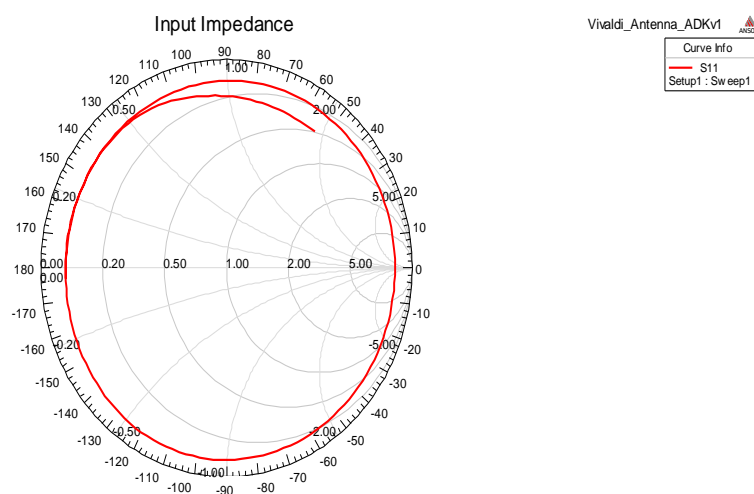


Рисунок 7.6 – Диаграмма направленности антенны Вивальди

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

Лист

52

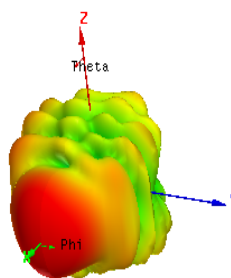
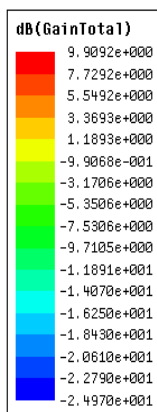


Рисунок 7.7 – 3D модель диаграммы направленности антенны Вивальди

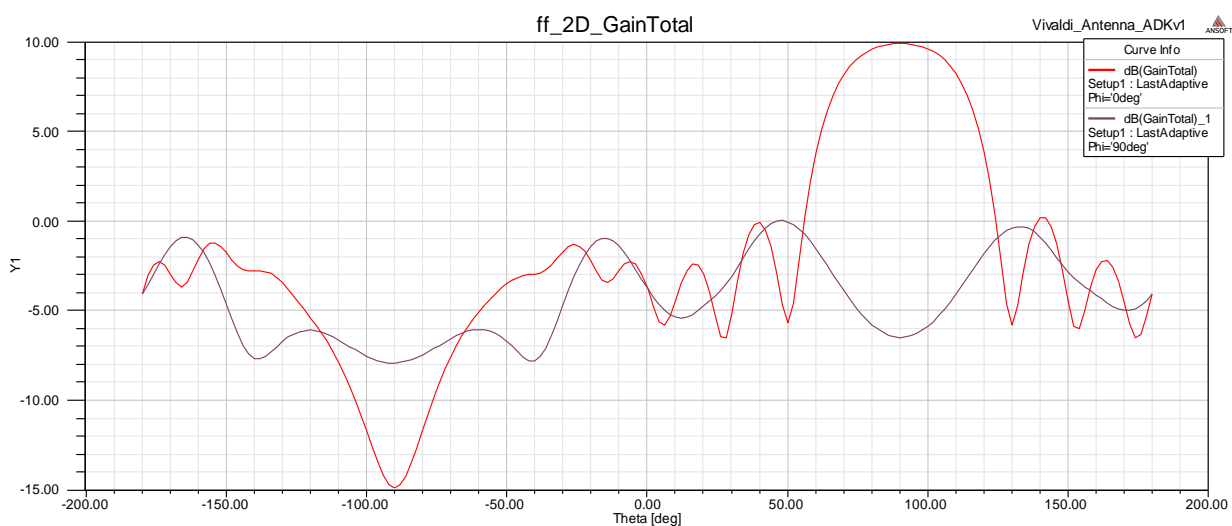


Рисунок 7.8 – График поляризации антенны Вивальди

Аналогичным способом производим расчет характеристик для планарной СВЧ – антенны.

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18



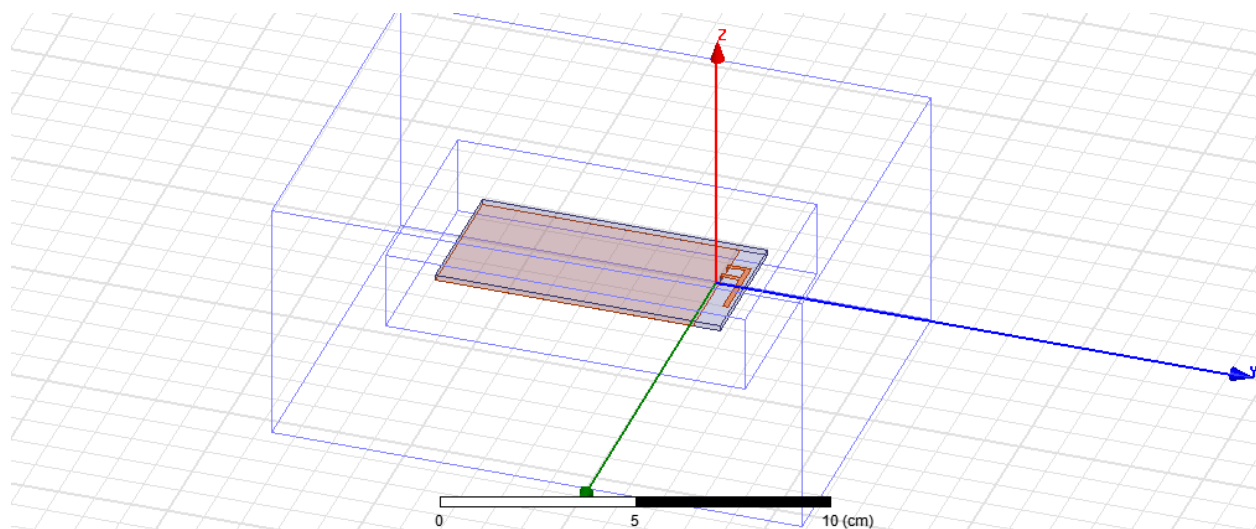


Рисунок 7.9 – Модель планарной СВЧ-антенны

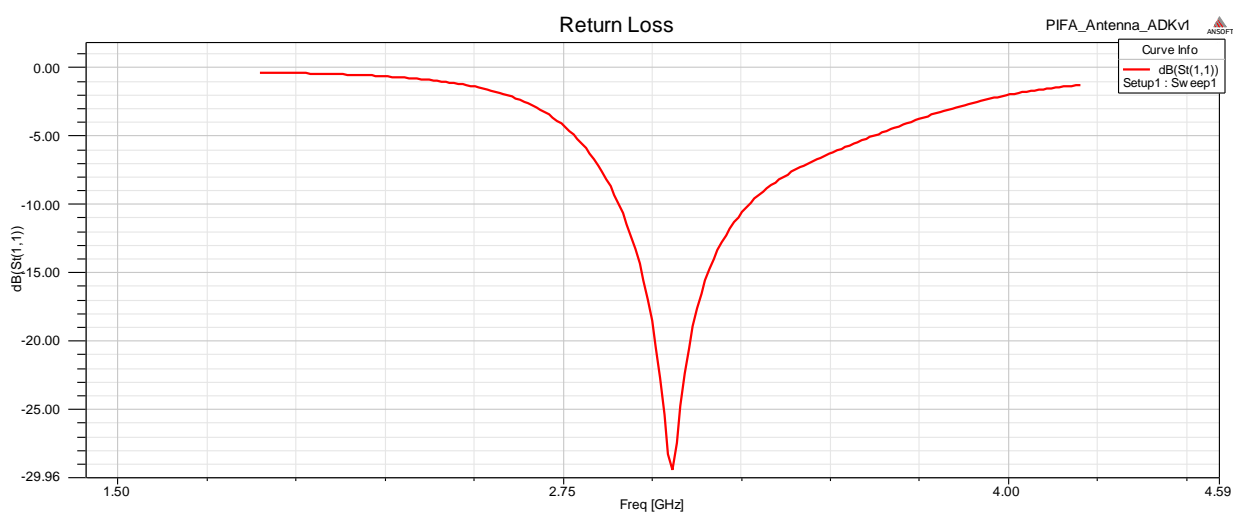


Рисунок 7.10 – График частотной характеристики планарной СВЧ-антенны

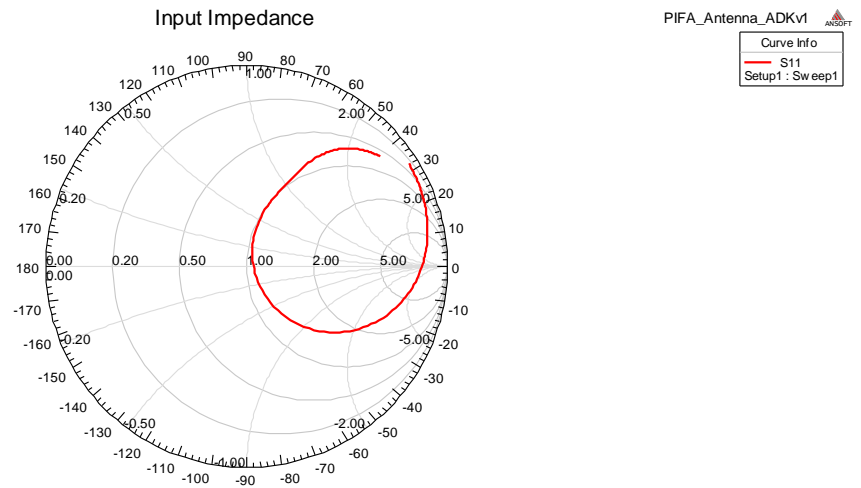


Рисунок 7.11 – Диаграмма направленности планарной СВЧ-антенны

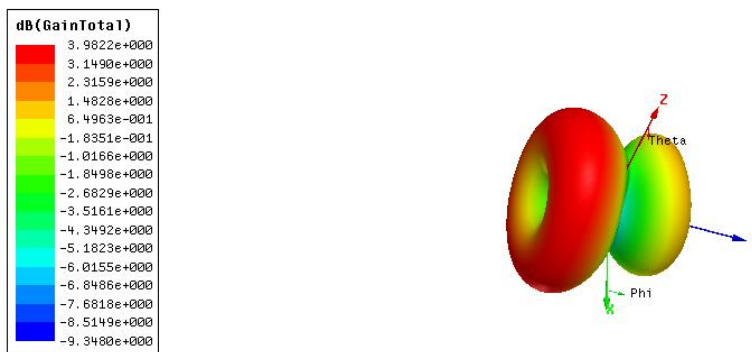


Рисунок 7.12 – 3D модель диаграммы направленности планарной СВЧ-антенны

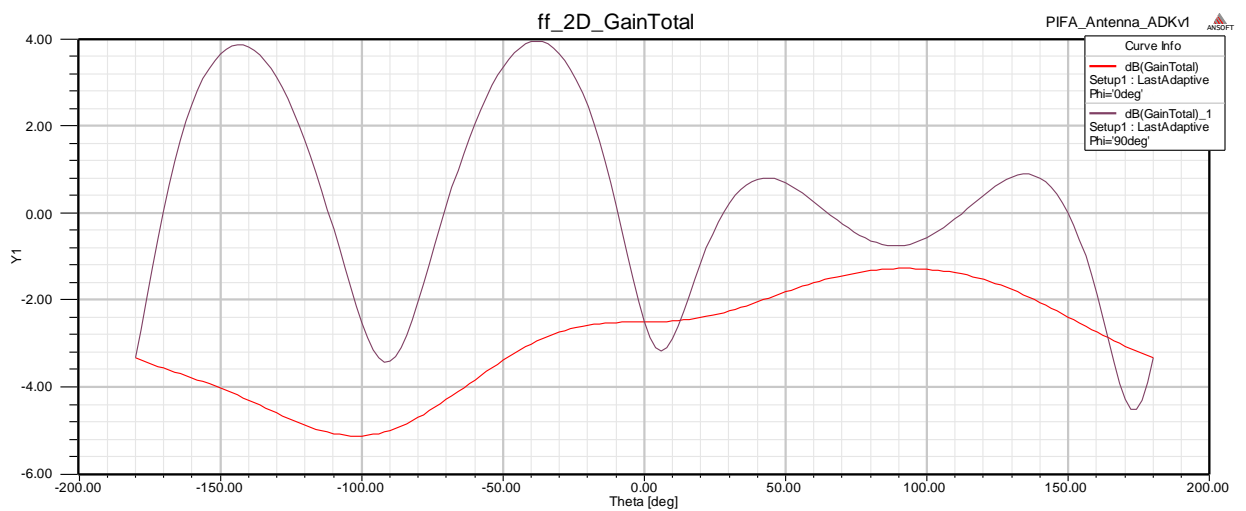


Рисунок 7.13 – График поляризации планарной антенны

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

Произведем сравнение двух антенн. Исходя из полученных характеристик внесем данные для сравнения в таблицу 7.1.

Таблица 7.1 – Сравнение характеристик антенн Вивальди и планарной СВЧ-антенны

Параметры	Антенны	
	Антенна Вивальди	Планарная антенна
Длина антенны (см)	3,9	9,5
Ширина антенны (см)	3	4,7
Рабочая частота (ГГц)	1-3	3
Коэффициент стоячей волны (КСВ)	1,5	1,5
Шум (дБ)	32	18
Мощность излучения (дБ)	9,9	3,98

Результат показал, что использование антенны Вивальди является более приоритетным, поскольку, имея достаточно меньшие габариты мы имеем излучаемую мощность, превосходящую почти в 2 раза. Стоит отметить и недостатки данной антенны, из-за достаточно большого излучения мы имеем большой шум. Сравнение диаграмм направленности данных антенн также показывает нам на приоритет использования антенны Вивальди. Важно отметить частотный диапазон работы антенн, так как она имеет достаточно широкую полосу частот по сравнению с планарной СВЧ-антенной. Планарная СВЧ - антенна имеет высокий входной импеданс на конкретно поставленной частоте, а именно 3 ГГц.

## 8 Моделирование СВЧ-усилителя

С помощью программного обеспечения Advanced Design System 2016 был смоделирован СВЧ-усилитель. При проектировании данного усилителя был произведен подбор элементов по номинальным значениям. Данный усилитель работает в диапазоне частот от 1 до 5 ГГц. Модель построенного усилителя мощности представлена на рисунке 8.1.

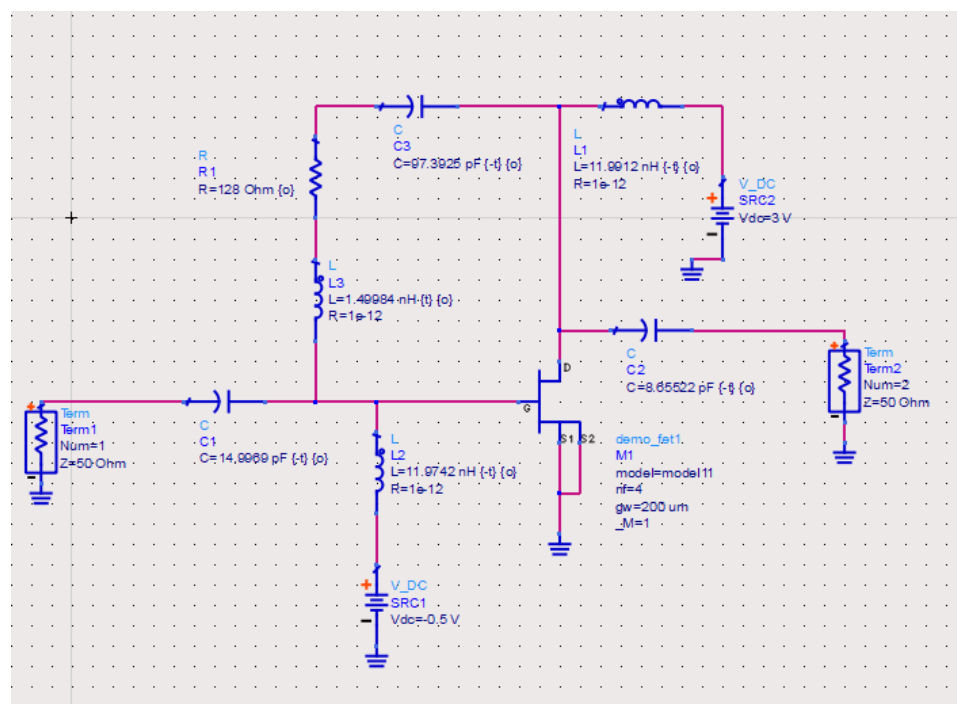


Рисунок 8.1 – Модель СВЧ - усилителя

Зависимость шума от частоты представлена на рисунке 8.2.

Входная характеристика представлена на рисунке 8.3.

Выходная характеристика представлена на рисунке 8.4.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя представлена на рисунке 8.5.

Фазо-частотная характеристика усилителя представлена на рисунке 8.6.

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

Лист

57

Важно учитывать стабильность элементов усилителя, а именно конденсаторов, катушек индуктивности, транзистора по входному и выходному напряжению.

Стабильность всех элементов схемы усилителя при частоте 1 ГГц представлена на рисунке 8.7.

Стабильность всех элементов схемы усилителя при частоте 5 ГГц представлена на рисунке 8.8.

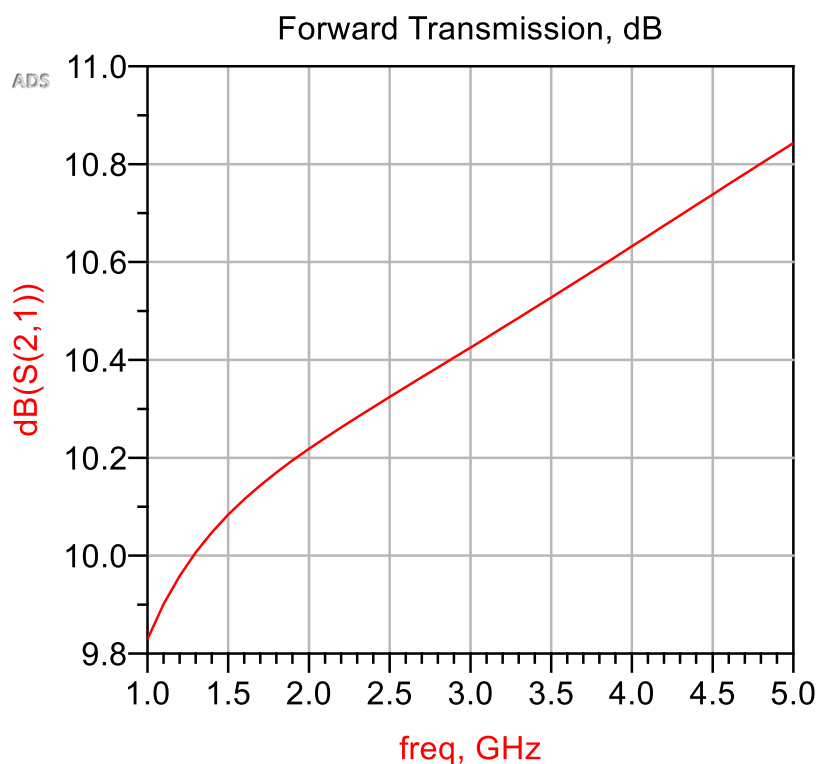
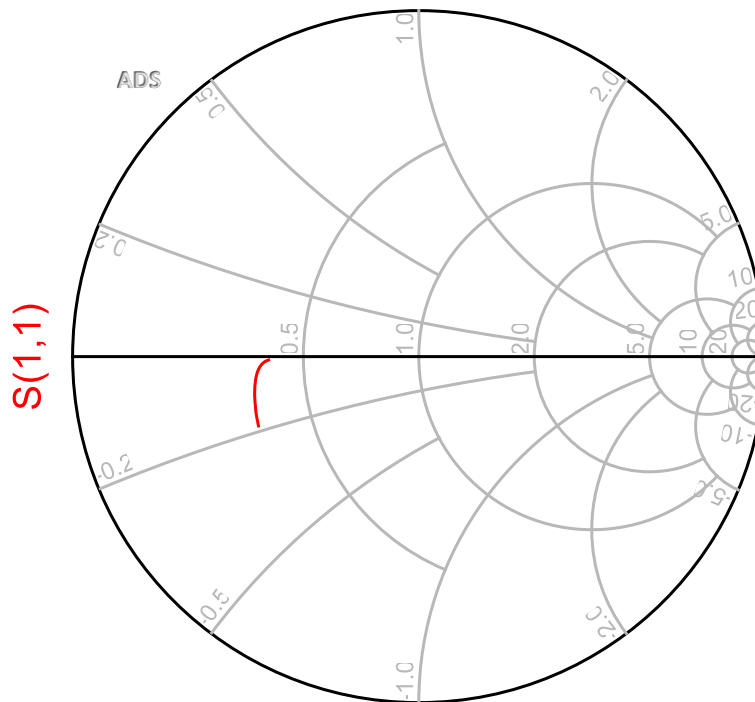


Рисунок 8.2 – Зависимость шума от частоты

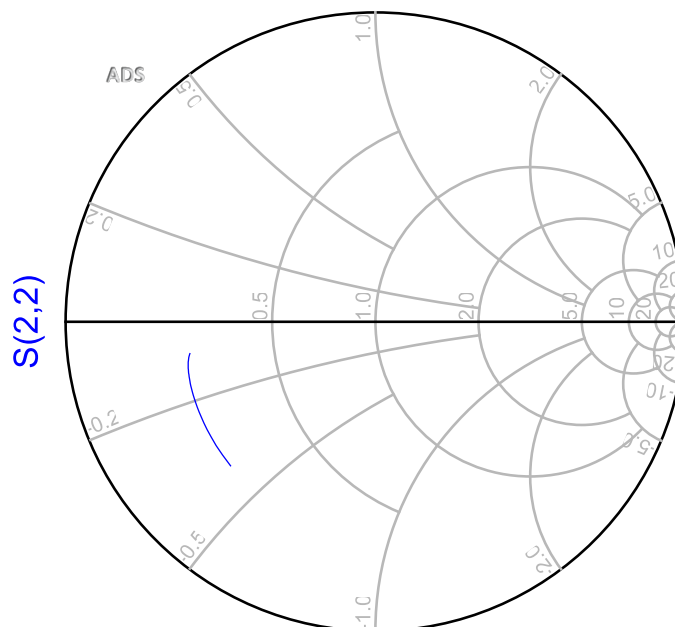
### Input Reflection Coefficient



freq (1.000GHz to 5.000GHz)

Рисунок 8.3 – Входная характеристика

### Output Reflection Coefficient



freq (1.000GHz to 5.000GHz)

Рисунок 8.4 – Выходная характеристика

Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18

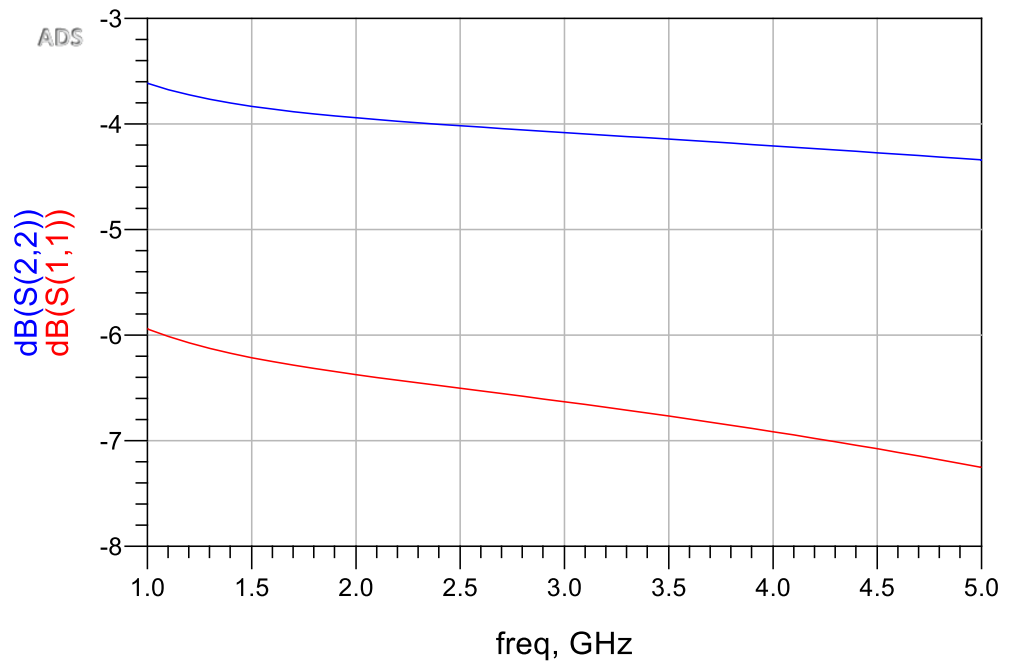


Рисунок 8.5 – АЧХ СВЧ-усилителя

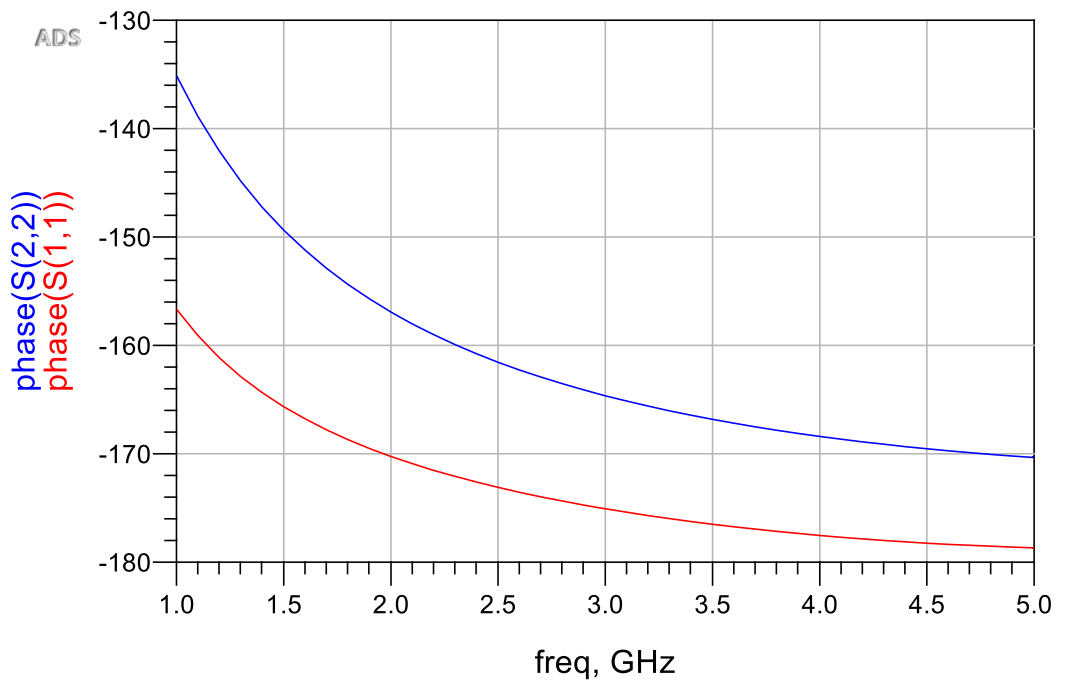
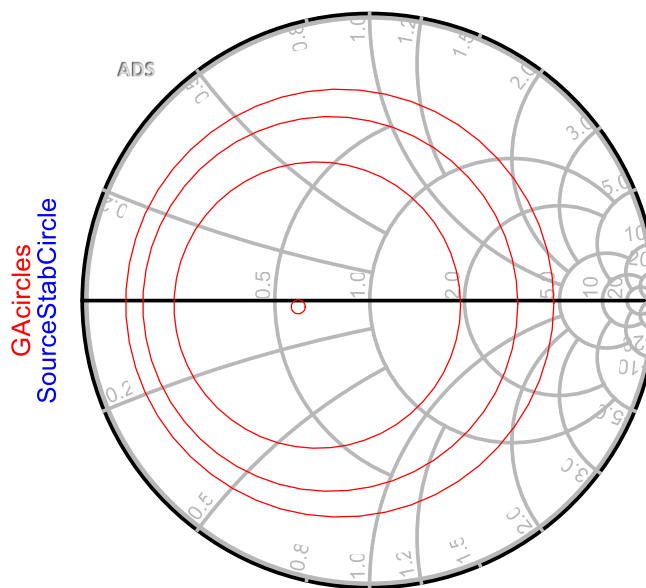


Рисунок 8.6 – ФЧХ СВЧ - усилителя

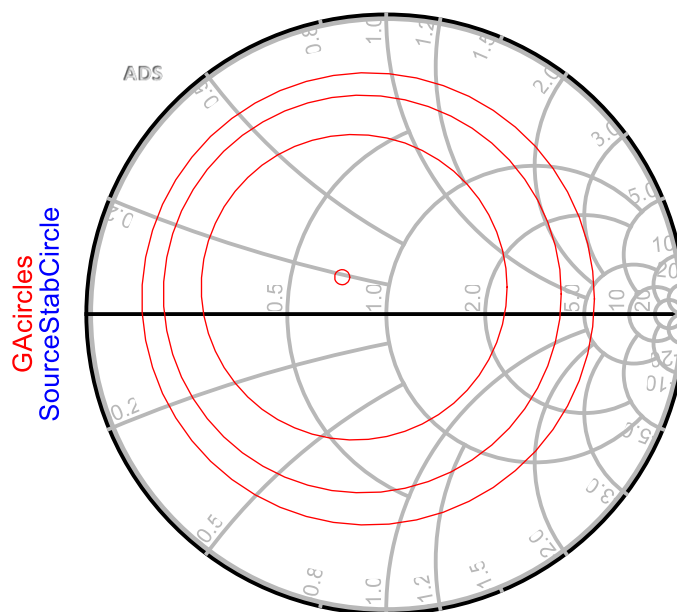
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата

БР-02069964-11.03.02-15-18



indep(SourceStabCircle) (0.000 to 2001.000)  
 cir\_pts (0.000 to 51.000)

Рисунок 8.7 – Стабильность всех элементов схемы усилителя при частоте  
 1 ГГц



indep(SourceStabCircle) (0.000 to 2001.000)  
 cir\_pts (0.000 to 51.000)

Рисунок 8.8 – Стабильность всех элементов схемы усилителя при частоте  
 5 ГГц



Коэффициент устойчивости усилителя рассчитывается по формуле:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{12}|},$$

где  $\Delta = S_{11}S_{12} - S_{12}S_{21}$ ;

$S_{11}$  – коэффициенты отражения по первому входу многополюсника к первому выходу;

$S_{12}$  - коэффициенты отражения по первому выходу многополюсника к второму выходу;

$S_{21}$  - коэффициенты отражения по второму входу многополюсника к первому выходу;

Коэффициент устойчивости представлен на рисунке при частоте 1 ГГц 8.9.

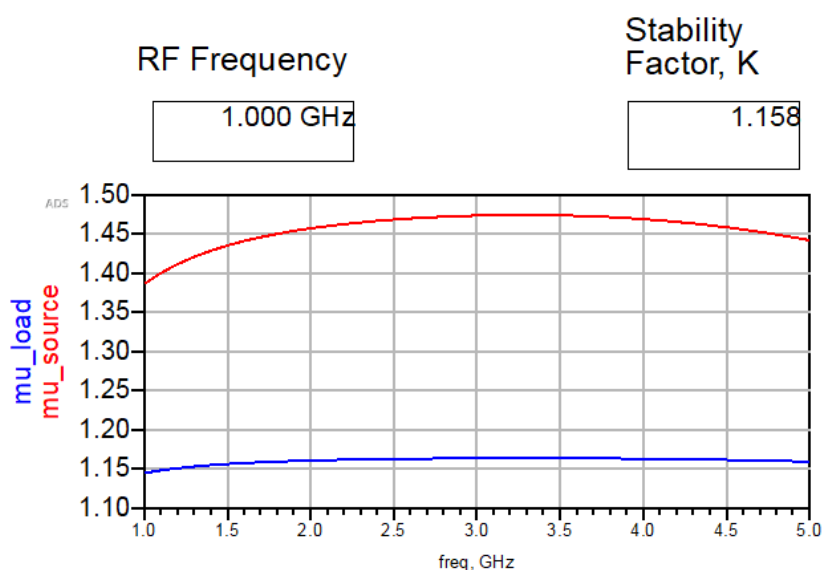


Рисунок 8.9 – Коэффициент устойчивости при частоте 1 ГГц

Коэффициент устойчивости при частоте 5 ГГц представлен на рисунке 8.10.

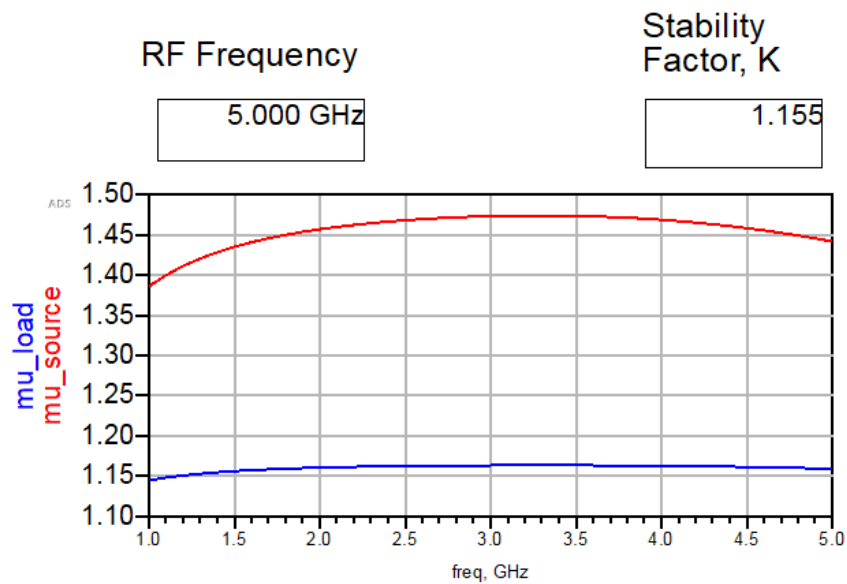


Рисунок 8.10 – Коэффициент устойчивости при частоте 5 ГГц

График усиления сигнала представлен на рисунке 8.11.

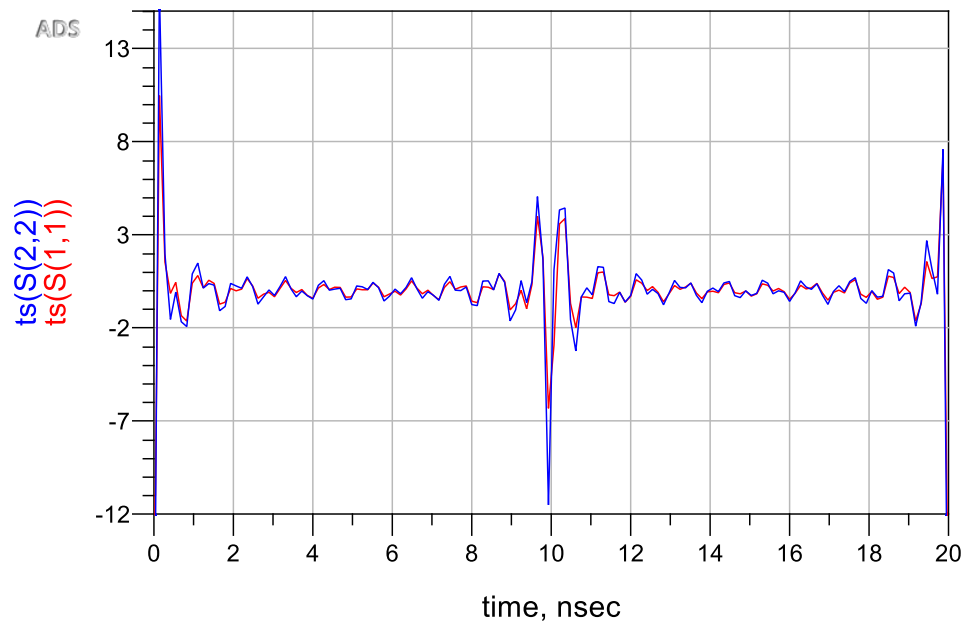


Рисунок 8.11 – График усиления сигнала

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе выполнения выпускной бакалаврской работы было произведено рассмотрение принципа проектирования СВЧ приемо-передающего модуля для обнаружения людей находящихся за оптически непрозрачными преградами.

С помощью программы Ansoft HFSS 13.0 построены модели антенн для приёмо-передающего модуля.

С помощью программного обеспечения Advanced Design System 2016 построена модель СВЧ – усилителя.

Проведенный анализ работ в области сверхширокополосной радиолокации показал следующее:

1) При проектировании было выявлено, что для применения биорадаров в области обнаружения людей, крайне эффективно применять антенну Вивальди.

2) При анализе видов радиолокации человека, эффективными являются акустическая и шумовая радиолокации;

3) СШП-радиолокация позволяют определить координаты человек за преградами и в завалах с наибольшей точностью, однако их конструктивное исполнение отличается наибольшей сложностью.

					БР-02069964-11.03.02-15-18	Лист
Лит	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		64

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Бугаев А.С. Биорадиолокация / под ред. А.С. Бугаева, С.И. Ивашова, И.Я. Иммореева. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. – 396 с.
- 2 Бугаев А. С. Радиолокационные методы выделения сигналов дыхания и сердцебиения / А. С. Бугаев, И. А. Васильев, С. И. Ивашов, В. В. Чапурский - Радиотехниками электроника. – 2006. – Т. 51, №10. – С. 1224-1239.
- 3 Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – М.: Радио и связь, 1989. – 162 с.
- 4 G.Schmid. Bestimmung der Exposition durch Ultra-Wideband Technologien : Abschlussbericht / G.Schmid, G.Neubauer // Austrian Research Centers GmbH – ARC. - 2008.
- 5 Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.
- 6 Kelly J. Time Domain's Proposal for UWB Multiband Alternate PHY Layer for 802.15.3a. — N.Y.: IEEE, 2003.
- 7 Дмитриев А. С Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах. / А. С. Дмитриев, Б. Е. Кяргинский, Н. А. Максимов и др. — Радиотехника, 2000, № 3.
- 8 Matt Welborn, TG4a Proposal for Low Rate DS-UWB (DS-UWB-LR). — N.Y.: IEEE, 2005.
- 9 Слюсар В.И. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов. // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. - №8 – С.53.
- 10 Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков – учеб. пособие. М.:Эко-Тренд, 2005.
- 11 Бакулин М.Г. Технология OFDM: учебное пособие для вузов. / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов – учеб. пособие. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
- 12 Дубровин В.С. Сверхширокополосные системы связи особенности и возможности применения / В.С. Дубровин, И.В. Колесникова // – г. Саранск.- 2009. - №2(7). – с.19.

13 Лазоренко О.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. / О.Ф. Лазоренко, Л.Ф. Черногор – Радиофизика и радиоастрономия, 2008, т.13, с.166–194.

14 Диксон Р.К. Широкополосные системы. / Р.К. Диксон :пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Связь 1979. – 302 с.

15 Duong, T. H. New Elliptic Function Type UWB BPF Based on Capacitively Coupled  $\lambda/4$  Open T Resonator / T. H. Duong, I. S. Kim. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 12, pp. 3089-3098, Dec. 2009

16 Zhu, L. Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator / L. Zhu, S. Sun, W. Menzel. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 5, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.

17 Hao, Z. C. Ultrawideband Filter Technologies / Z. C. Hao, J. S. Hong. // IEEE Microwave Magazine, vol. 11, no. 4, pp. 56-68, June 2010.

18 Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. / Дж. Спилкер :пер. с англ./Под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1969. – 502 с.

19 Бердышев В.П. Радиолокационные системы : учеб. / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т . – 2011. – 400 с.

20 Кацнельсон В.З. Основы радиолокации и импульсной техники. / В.З. Кацнельсон, Н.И. Тимченко, В.В. Волков // Ленинград, Гидрометеиздат, 1985. – 306 с.

21 Калинин В.И. Широкополосный шумовой радиолокатор с корреляционной обработкой для обнаружения движущихся объектов / В.И. Калинин, В.В. Чапурский – Радиотехника №3 2005г. – с. 51-56.

22 Кокотов А.А. Построение и характеристики СВЧ монолитных усилителей мощности на основе полупроводниковых материалов GaAs и GaN / А.А. Кокотов, М.В. Черкашин - Доклады ТУСУРа. - 2011. - №2 (24). - С. 17-23

23 П.А. Туральчук. СВЧ усилители мощности с высоким КПД на основе технологии Al-GaN/GaN / П.А. Туральчук, В.В. Кириллов, О.Г. Вендик, М.Д.

Парнес // 5-я всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Т.1, С 182-186.

24 Кищинский А.А. Твердотельные СВЧ усилители мощности на нитриде галлия - состояние и перспективы развития / 19-я международная крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". - 2009. -С. 11-16.

25 Саломатов Ю. П. Устройства СВЧ и антенны. / Методические указания к выполнению курсовой работы для студентов направления «Радиотехника». Для всех форм обучения. // Ю. П. Саломатов, А. М. Сержантов. Красноярск: 2008г. - 242 с.

26 Старосельский, И.В. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники: учебн. пособие / 2011 - М.: Издательство Юрайт. - С. 438-439.

27 F. H. Raab . RF and Microwave Power Amplifire and Transmitter Technologies — Part 2 / F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, et al // High Frequency Electronics. 2003, vol. 2 №4. P. 22-36.

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
МОРДОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ им. Н.П. ОГАРЁВА»  
(ФГБОУ ВО «МГУ им. Н.П. Огарёва»)

## ОТЧЕТ

*о результатах проверки бакалаврской работы обучающегося  
на наличие заимствований*

Автор работы Лицак Евгений Олегович

Тема работы «Разработка широкополосной системы для обнаружения  
людей находящихся за оптически непрозрачными преградами»

Руководитель Дубровин Виктор Степанович

Представленная работа прошла проверку на наличие заимствований в  
системе «Антиплагиат. ВУЗ»

Результаты автоматической проверки:	оригинальность	78,61 %
	цитирования	2,06 %
	заимствования	19,33 %

Результаты анализа полного отчета на наличие заимствований:  
правомерные заимствование: 19,33%  
корректные цитирования: 2,06 %

неправомерные заимствования: нет

признаки обхода системы: нет

Общее заключение об итоговой оригинальности работы и возможности  
ее допуска к защите: система показала, что оригинальный текст в  
проверяемом документе составляет 78,61 %, остальные 19,33 %  
присутствуют в 27 источниках. Анализ источников показал, что в  
исследуемом тексте имеются корректные совпадения в виде наименований  
публикаций, конференций, терминологии и устойчивых словосочетаний,  
принятых в данной сфере науки, нормативных и правовых документах.

Таким образом, бакалавр Лицак Е.О. допускается к защите  
бакалаврской работы.

Руководитель



В. С. Дубровин

Должность

канд. техн. наук, доцент

## ОТЗЫВ

*о бакалаврской работе*

студента Лицак Евгения Олеговича,

обучающегося по направлению подготовки

11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

на тему «Разработка широкополосной системы для обнаружения людей находящихся за оптически непрозрачными преградами»

Бакалаврская работа выполнена в полном объеме в соответствии с техническим заданием и представлена к сроку и состоит из восьми глав.

Целью выпускной работы является разработка широкополосной системы для обнаружения людей находящихся за оптически непрозрачными преградами.

В процессе работы Лицак Е.О. показал себя грамотным специалистом, способным самостоятельно решать поставленные перед ним задачи. При выполнении работы использовано значительное количество специальной литературы (периодические издания, патенты), использование лицензированных программ, что говорит об умении разбираться в достаточно сложных технических вопросах в области связи.

В процессе разработки были рассмотрены следующие вопросы: основные способы построения биорадаров, расчет и моделирование приемопередающего модуля широкополосной системы, моделирования СВЧ-усилителя, а также рассмотрены области применения сверхширокополосных технологий.

Бакалаврская работа выполнена и оформлена по государственным стандартам.

Считаю, что бакалаврская работа заслуживает оценки «отлично», а студент Лицак Е.О. – присвоения квалификации бакалавра по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Научный руководитель



канд. техн. наук, доц.

В.С. Дубровин

« 14 » июня 2018 г.