

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

Институт радиоэлектроники и информационных технологий - РТФ

Кафедра высокочастотных средств радиосвязи и телевидения

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ В ГАК

Зав. кафедрой ВЧСРТ

_____ Князев С.Т.
(подпись)

« _____ » _____ 201__ г.

РАЗРАБОТКА ПРИЕМНИКА-ДЕКОДЕРА СИГНАЛОВ
СТАНДАРТА ADS-B

Пояснительная записка

2104003033867

Руководитель _____

Князев Н. С.

Консультант _____

Консультант _____

Нормоконтролер _____

Харитонов Ф. В.

Студент гр. РИМ-220502

Чечеткин В.А.

Екатеринбург
2014

РЕФЕРАТ

УДК 621.37

Чечеткин В.А. Разработка приемника-декодера сигналов стандарта ADS-B.

Пояснительная записка, стр., рис., источников.

ADS-B, ПРИЕМНИК, ДЕКОДЕР, ММИС, МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ, ФИЛЬТР С ДВОЙНОЙ КОМПЛЕМЕНТАРНОЙ СПИРАЛЬЮ.

Разработан прототип приемника-декодера сигналов стандарта ADS-B. В ходе разработки предложена структурная схема выполнения устройства, а так же проведено комплексное исследование элементов устройства. Предложены принципиальные схемы и прототипы печатных плат для таких устройств как усилитель, инжектор питания, малошумящий усилитель, логарифмический детектор, а так же рассмотрена топология фильтра с двойной комплементарной спиралью. Приводятся результаты моделирования в различных пакетах программного обеспечения перечисленных выше устройств, а так же результаты их экспериментального исследования. Для обеспечения симуляции сигналов стандарта, а так же для обработки создано программное обеспечение.

Подп. и дата						2104003033867 ПЗ			
	Ли	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата		Лит	Лист	Листов
Инв. № подл.	Разраб.	Чечеткин В.А.				Разработка приемника-декодера сигналов стандарта ADS-B		2	
	Пров.	Князев Н.С.							
	Т. контр.								
	Н. контр.	ХаритоновФ.В.							
	Утв.								
Подп. и дата						УрФУ ИРИТ-РтФ Каф.ВЧСРТ			

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. РАСЧЕТ БЮДЖЕТА КАНАЛА. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИЕМНИКА.....	9
1.1 Расчет бюджета канала линии связи «вниз»	9
1.2 Структурная схема приемника	12
2. ВЫБОР ТИПА АНТЕННЫ	15
3. РАСЧЕТ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА	23
3.1 Усилитель ММС.....	23
3.2 Фильтр с резонаторами со скачком волнового сопротивления	28
3.3 Фильтр на микрополосковых встречных штырях	33
3.4 Фильтр с двойной комплементарной спиралью	38
3.5 Малошумящий усилитель	45
3.6 Инжектор питания.....	51
4 РАЗРАБОТКА ДЕТЕКТОРА СИГНАЛОВ ADS-B	56
5 АЛГОРИТМ РАБОТЫ ДЕКОДЕРА.....	60
6. МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЯ	69
6.1 Методика измерения диаграммы направленности антенны в безэховой камере	69
6.2 Методика измерения параметров фильтров и усилителей	71
6.3 Методики измерения коэффициента шума	73
7. СОСТАВЛЕНИЕ ПЛАНА РАБОТ	76
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	80
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	82
ПРИЛОЖЕНИЕ А УСИЛИТЕЛЬ	84

ПРИЛОЖЕНИЕ Б ИНЖЕКТОР ПИТАНИЯ.....	87
ПРИЛОЖЕНИЕ В МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ	90
ПРИЛОЖЕНИЕ Г ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ ДЕТЕКТОР	94
ПРИЛОЖЕНИЕ Д ЛИСТИНГ ПРОГРАММЫ УПРАВЛЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОМ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА ADS-B	98
ПРИЛОЖЕНИЕ Е ПРОГРАММА В СРЕДЕ LABVIEW	102
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж ПРЕЗЕНТАЦИЯ.....	105

ВВЕДЕНИЕ

ADS-B (*Automatic dependent surveillance-broadcast*) – технология, которая открывает новые аэронавигационные возможности, позволяя пилотам воздушных судов и диспетчерам отслеживать воздушный трафик и получать актуальную аэронавигационную информацию.

Данная технология обладает, например, следующими преимуществами для пилотов воздушных судов и наземных служб, по сравнению с классическими радарными системами:

- 1) Пилоты воздушных судов получают информацию о других самолетах, которые находятся рядом с ними;
- 2) Возможен вывод метеорологической информации, сформированной наземными службами в кабину пилота;
- 3) Наземные службы способны контролировать больше воздушных судов;
- 4) Возможность различить два идущих рядом судна.

Помимо вышеперечисленных возможностей, технология ADS-B позволяет обеспечить зону покрытия в местах, не охваченных радарным наблюдением в силу тех или иных причин. Такое покрытие позволит предотвратить возможные воздушные столкновения судов, которые хотя и обладают системой предупреждения опасных сближений, однако она не всегда способна предотвратить столкновение.

Режимы работы ADS-B:

- Режим Mode-A - так называемый вторичный радар (*Secondary Surveillance Radar (SSR)*), используется как гражданскими так и военными воздушными судами, обеспечивает до 4096 идентификационных кодов и является наиболее часто используемым режимом. Работает на частоте запроса 1030 МГц. В режиме Mode-A/C передаются данные о высоте, идентификационный код, координаты не передаются.

- Режим Mode-S также использует частоту запроса 1030 МГц, но вместо передачи пары импульсов, модулирует несущую сигнала, используя дифференциальную фазовую манипуляцию для обеспечения большей эффективности и без помех для других запросов режима Mode A/C. Только в режиме Mode-S передаются координаты воздушного судна. Когда приемопередатчик воздушного судна получает запрос, он подтверждает запрос излучением фазо-импульсно модулированного (ФИМ) (англ. Pulse-position modulation, PPM) сигнала уже на частоте 1090 МГц. [1]

Режимы работы проиллюстрированы на рисунке 1.

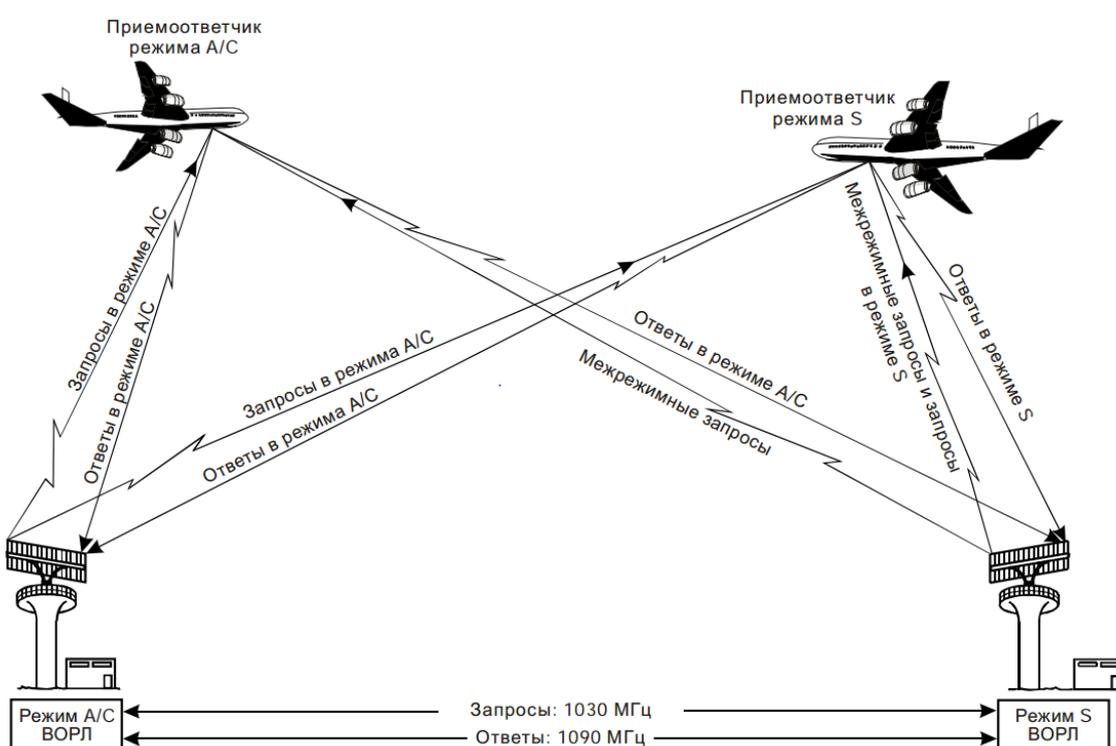


Рисунок 1 – Совместимость режима A/C и режима S [2]

В режиме расширенного сквиттера (extended squitter – ES) воздушное судно посылает в открытый эфир ту же информацию, что и в режиме S, но без дополнительного запроса.

Бортовое оборудование ADS-B:

«Предполагается, что стандартная бортовая установка имеет следующие характеристики:

- характеристики антенны эквивалентны характеристикам простой четвертьволновой антенны;
- выходная мощность приемоответчика составляет от 21 до 27 дБВт (т. е. 125–500 Вт), за исключением приемоответчиков, используемых только на высоте менее 4570 км, или приемоответчиков режима S, используемых воздушными судами на высоте менее 4570 м при максимальной крейсерской скорости менее 324 км/ч, которые могут иметь на антенном входе линии передачи минимальную выходную мощность на уровне 18,5 дБВт (70 Вт). Минимальная пиковая мощность выходного радиочастотного сигнала оборудования ADS-B класса А3, использующего приёмоответчик, должна составлять 23,0 дБВт (200 Вт).» [2]

Свое распространение данная технология находит, в том числе, за счет частных приемников ADS-B, подключенных к сети Internet. На рынке приемников присутствуют как дорогие коммерческие, так и дешевые радиолюбительские модели. Однако все эти разработки осуществлены иностранными фирмами и не существует российского аналога их приемникам.

Актуальность данной работы заключается в отсутствии приемника, который по своим параметрам не уступал бы зарубежным аналогам. Кроме того, в ходе разработки, требуется уделить внимание новым материалам и подходам, которые появляются в данном частотном диапазоне. Данный диапазон характеризуется тем, что паразитные параметры сосредоточенных элементов уже вносят достаточно большой вклад в характеристики устройств, в то же время, создание распределенных, например микрополосковых линий, цепей связано с их большим размером на данных частотах, которые возможно уменьшить за счет

использования дорогостоящих материалов малой толщины и обладающих высокой диэлектрической проницаемостью. Таким образом, создание данного устройства может выступать как цель проведения исследований в области микроминиатюризации устройств.

Цель данной работы состоит в разработке прототипа приемника, который по своим характеристикам не уступает зарубежным аналогам. Для достижения этой цели необходимо выполнить ряд задач, суть которых можно получить, проведя декомпозицию приемника на его составные части и решая последовательно вопросы проектирования данных элементов. Исследование устройств в данном случае подразумевает под собой выбор схемотехнического решения проблемы, элементной базы, моделирование разрабатываемого устройства, а так же производство прототипа и экспериментальное измерение его параметров. Данный процесс можно считать итерационным, поскольку на каждом этапе возможно возвращение к этапу предыдущему для внесения изменений в концепцию или конструкцию устройства.

1. РАСЧЕТ БЮДЖЕТА КАНАЛА. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИЕМНИКА

1.1 Расчет бюджета канала линии связи «вниз»

Данный расчет приводится в [3], таким образом, целесообразно следовать ему для оценки необходимого усиления антенны и чувствительности проектируемого приемника.

Анализ линии связи "вниз" упрощается, если общие для приемоответчика элементы (мощность передатчика, потери в фидере приемоответчика и коэффициент усиления антенны приемоответчика [3]) объединены в формуле для ERP (Effective Radiated Power – эффективная излучаемая мощность). Расчет данной величины позволяет узнать излучаемую мощность всей системы и вводится, поскольку часть излученной передатчиком мощности теряется в фидере, а антенна может быть использована с различными коэффициентами усиления [4]:

$$ERP[\text{Вт}] = \frac{Pt[\text{Вт}] \cdot Gt}{Lt}, \quad (1.1)$$

где P_t – мощность, излученная передатчиком, G_t - усиление передающей антенны, L_t – коэффициент затухания в фидере.

Данное выражение в логарифмической форме записывается следующим образом:

$$ERP[\text{дБВт}] = Pt[\text{дБВт}] + Gt[\text{дБ}] - Lt[\text{дБ}] = 24 + 0 - 3 = 21 \text{ (дБВт)}. \quad (1.2)$$

Принимаемый антенной наземной станции уровень мощности составляет:

$$Pa[\text{Вт}] = ERP \text{ Вт} \cdot \frac{1}{La} \cdot \frac{1}{R[\text{м}]^2} \cdot \frac{\lambda[\text{м}]^2}{4\pi^2}, \quad (1.4)$$

где P_a – уровень мощности, принимаемый наземной станцией, L_a – коэффициент затухания в атмосфере, а λ и R даны в метрах.

В логарифмической форме, при $\lambda = 27,52$ см ($f = 1090$ МГц) атмосферные потери составляют 0,00485 дБ на 1 км [3], выражение (1.4) записывается следующим образом:

$$Pa[\text{дБмВт}] = ERP[\text{дБмВт}] - 0,00485 \cdot R[\text{м}] - 20 \cdot \log R[\text{м}] - 33,191 \quad (1.5)$$

Фактическая мощность в приемнике наземной станции рассчитывается с учетом коэффициента усиления антенны наземной станции:

$$Pr[\text{дБмВт}] = Pa[\text{дБмВт}] + Ga[\text{дБ}] - Li[\text{дБ}]; \quad (1.6)$$

где G_a - коэффициент усиления приемной антенны, L_i - коэффициент затухания в фидере.

График зависимости эффективной излучаемой мощности от расстояния при фиксированной мощности на стороне приемной антенны приведен на рисунке 1.1. Данный график построен при максимальной дальности приема сигналов от воздушного судна, находящегося на расстоянии 555 км от точки приема.

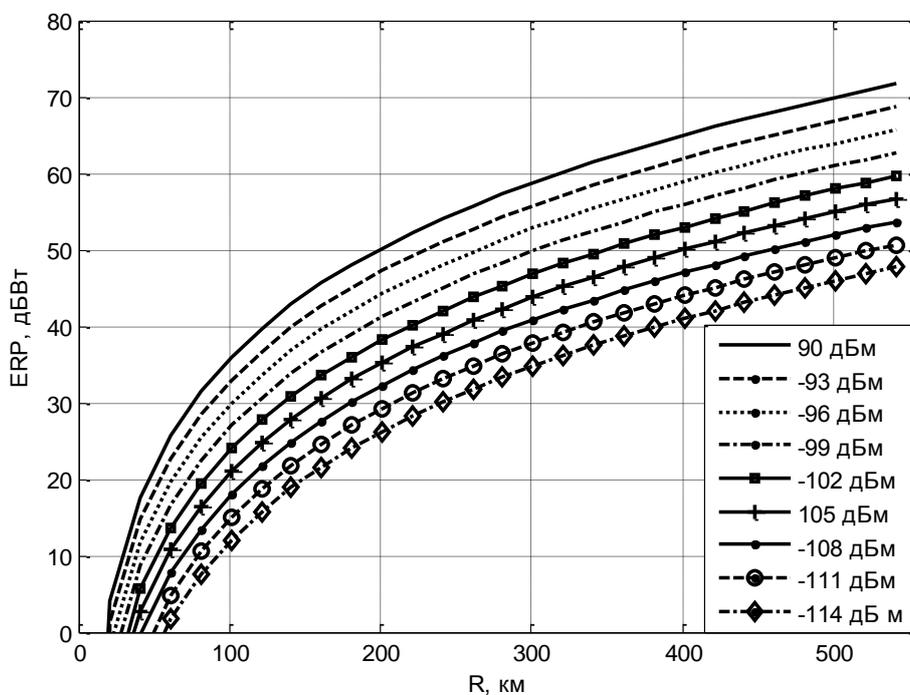


Рисунок 1.1 - Зависимость эффективной излучаемой мощности от расстояния при фиксированной мощности на стороне приемной антенны

С учетом потерь в фидерах передающего и приемного тракта (6 дБ), минимальной мощности передатчика (24 дБВт) и минимального коэффициента усиления приемной антенны (10 дБ), получим минимальную чувствительность на входе приемника, составляющую -90...-85 дБмВт.

Таким образом, расчет бюджета канала позволяет определить требования, которые предъявляются к приемной и передающей системе. В случае приема сигналов ADS-B, передаваемых воздушными судами, фиксируются параметры передающей системы и, после расчета бюджета канала, определяются требования к приемной системе.

1.2 Структурная схема приемника

Структурная схема приемника представлена на рисунке 1.2.

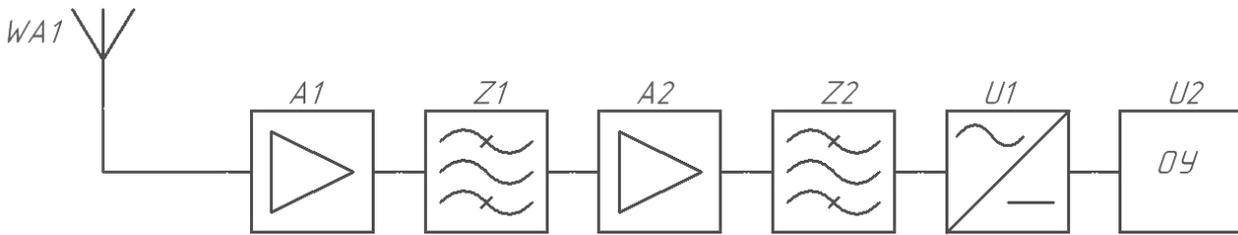


Рисунок 1.2 – Структурная схема приемника

Как видно из структурной схемы, после антенны принимаемый сигнал попадает на первый широкополосный усилитель, после чего с помощью фильтров выделяется полоса полезного сигнала. После этого сигнал проходит еще один каскад усиления и фильтрации для обеспечения как можно большего подавления полос сигналов, расположенных рядом с данным частотным диапазоном, таким сигналом, например, является сигнал GSM.

Данная структурная схема была выбрана для того, чтобы обеспечить уменьшение уровня шумов, вносимых составными элементами, поскольку шумы, вносимые фильтрами и вторым усилителем, будут уменьшаться в зависимости от коэффициента усиления первого усилителя. После прохождения радиочастотного тракта, сигнал детектируется и подается на оконечное устройство, в котором проводится цифро-аналоговое преобразование и формируется принимаемая посылка.

Поскольку форма принимаемого сигнала в данной системе за счет выбранного метода модуляции не имеет значения, то возможно использовать логарифмический детектор, который обеспечит обнаружение прихода сигналов.

В настоящее время выпускаются несколько типов коммерческих приемников. В таблице 1.1 приведена элементная база, используемая в данных устройствах, а также их стоимость.

Таблица 1.1

Обзор коммерческих приемников

Название	Усилитель	Фильтр	Детектор	Видеоусилитель	Компаратор	Контроллер	Стоимость
Kinetics SBS1-e	SGL0622Z	TA1090EC	AD8313	LT1801	н.д.	н.д.	28.850 р.
Radarbox	MAX2640, SGA-2486	TA1090EC	AD8313	TSH74	LMV7235	dsPIC33FJ64GP306	33.000 р.
microADSB	BGM1013	TA1090EC, TA0232A	AD8313	нет	нет	PIC18F2550-I/SO	3.950 р.
Mode-S Beast	ERA-3	TA1090EC, TA0232A	AD8313	нет	нет	ПЛИС Altera Cyclone II	14.500 р.

В таблицах 1.2 и 1.3 приведены характеристики фильтров и усилителей, используемых в коммерческих приемниках.

Таблица 1.2

Параметры усилителей, используемых в коммерческих приемниках

Микросхема	Приемник	К _у , дБ	Кш, дБ	$f_{-3дБ}$, ГГц	И _п , мА
BGM1013	miniADSB	35	4.6	2.1	28
SGL0263Z	SBS-1e	18	1.9	2.5	23
MAX2640	SBS-1	15	0.9	1.5	6
SGA-2486	SBS-1	20	3.2	5	20

Таблица 1.3

Параметры фильтров, используемых в коммерческих приемниках

Фильтр	Приемник	Тип фильтра	Ширина полосы пропускания Δf , МГц	Вносимое затухание, дБ	Гарантированное затухание, дБ	КСВН
TA1090EC	SBS-1e,	SAW	30	2.3	25	1.8

Фильтр	Приемник	Тип фильтра	Ширина полосы пропускания Δf , МГц	Вносимое затухание, дБ	Гарантированное затухание, дБ	КСВН
	miniADSB				(0-970 МГц, 1150-1300 МГц)	
AM1090S923	SBS-1	SAW	12	3.9	30 (0-1061 МГц, 1170-2000 МГц)	-
TEMWELL K3RBT- 1090M-20M	SBS-1	Helical	20	5	15	-
ТОКО 5НТ- 109065F- 1090	SBS-1	Helical	15 (-1 дБ)	4	15	-

2. ВЫБОР ТИПА АНТЕННЫ

При расчете бюджета линии связи «вниз» были определены требования к антенне, касающиеся ее коэффициента усиления. Кроме того, уменьшение размера антенны и ее массы позволит снизить ветровую нагрузку и уменьшить требования к конструкции крепления антенны. Исходя из данной предпосылки, сформируем следующие технические требования к антенне:

- коэффициент усиления антенны 4-10 dBi;
- КСВ на рабочей частоте не хуже 2;
- параметры Ш x В x Д не должны превышать 500 мм;
- масса до 0,5 кг;
- иметь минимально возможную стоимость при сохранении требуемых параметров.

В таблице 2.1 приведены параметры коммерческих антенн, используемых в составе приемников данного стандарта:

Таблица 2.1

Характеристики коммерческих антенн

Антенна	КСВ	Ширина полосы пропускания Δf , МГц	Коэффициент усиления, дБи	Масса, кг	Длина, мм	Стоимость, р.
1G09-GA	1.1	30	4.8	0.8	600	7.000
A10-1090	1.5	90	10	0.85	1800	5.300
DPD ADS-B	1.5	н.д.	9	0.5	1450	5.300
Radar-Extender	н.д.	н.д.	6.3	0.8	1300	4.600

Данные типы антенн характеризуются достаточно большим коэффициентом усиления, однако имеют большие размеры и стоимость.

В [5] предложено решение для удешевления антенны, а также снижения ее массогабаритных параметров. Модель такой антенны в пакете HFSS представлена на рисунке 2.1, а изготовленный методом фрезерования прототип на рисунке 2.2.

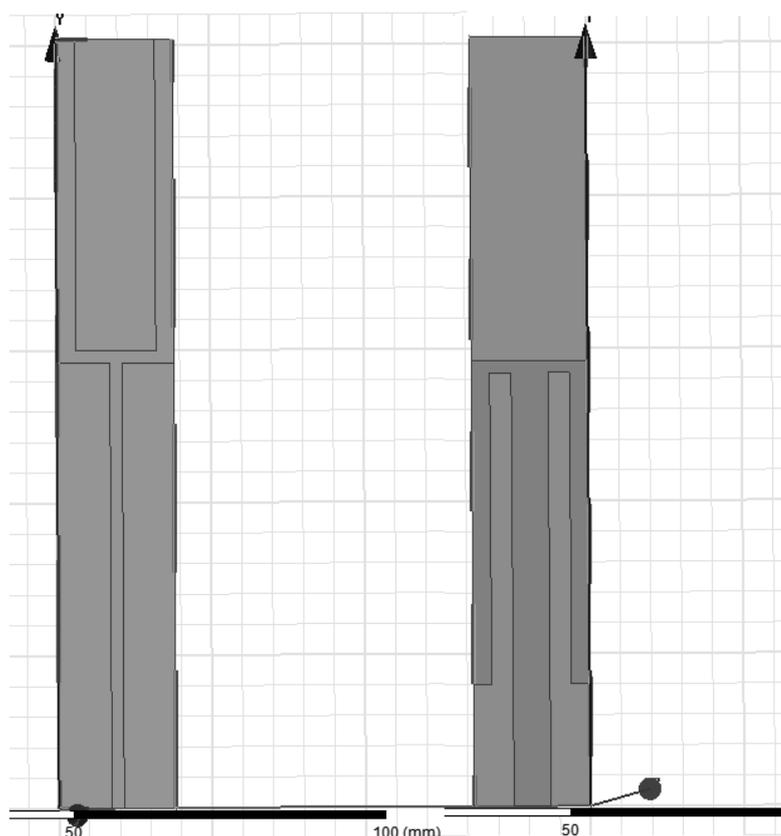


Рисунок 2.1 – Модель антенны

Совместно с Лиждой Д. А. было проведено моделирование данной антенны, а полученные в пакете HFSS теоретические параметры антенны представлены на рисунке 2.3 и 2.4. Как видно из представленных графиков, данная антенна обладает КСВ не хуже 1.5 на частоте 1090 МГц, ширина полосы пропускания 200 МГц, диаграмма направленности аналогична диаграмме направленности диполя.

Кроме того, на рисунке 2.3 приведены результаты измерения КСВ изготовленного прототипа антенны, а на рисунке 2.5 диаграмма направленности этой антенны.

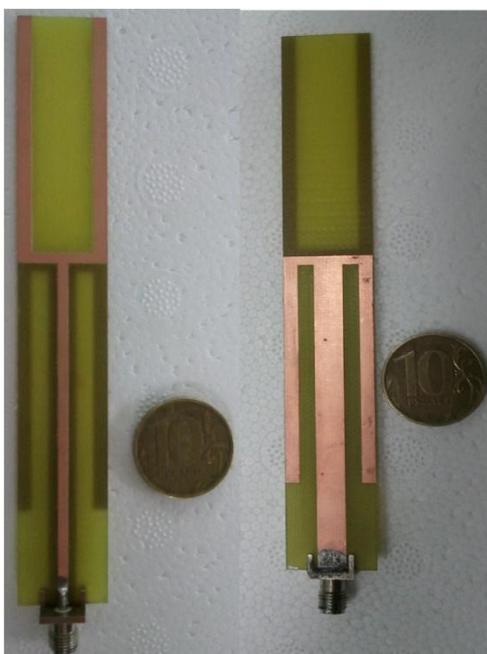


Рисунок 2.2 – Прототип печатной антенны

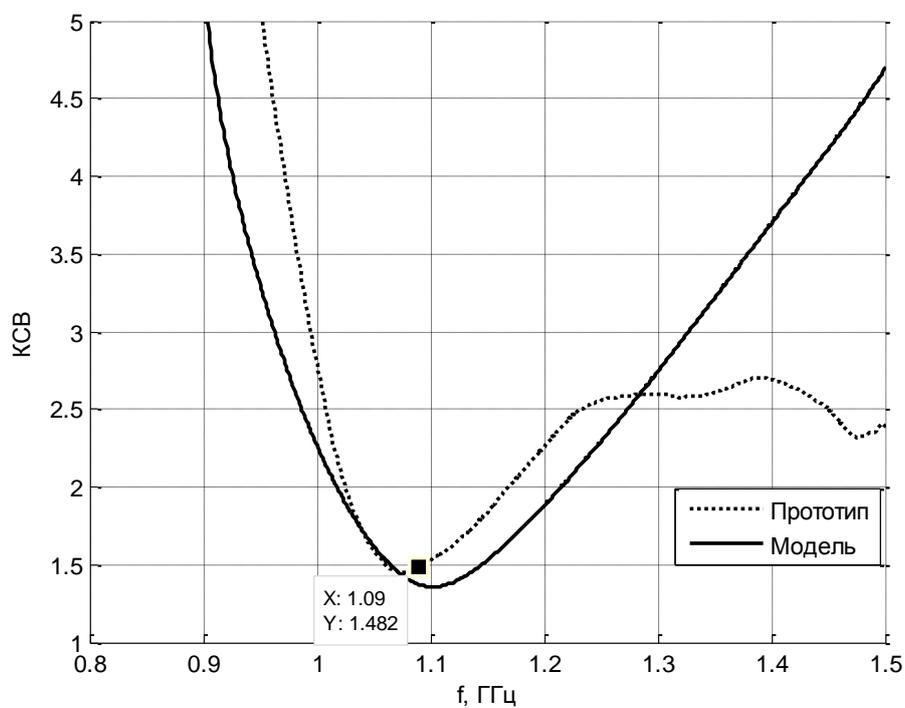


Рисунок 2.3 - КСВ антенны

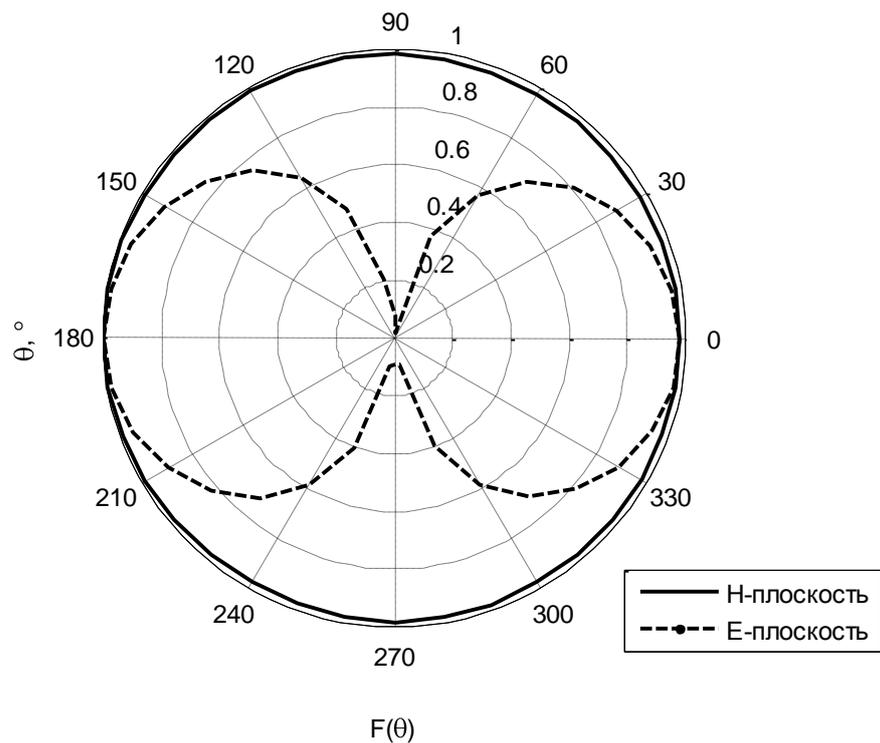


Рисунок 2.4 - Диаграмма направленности модели антенны

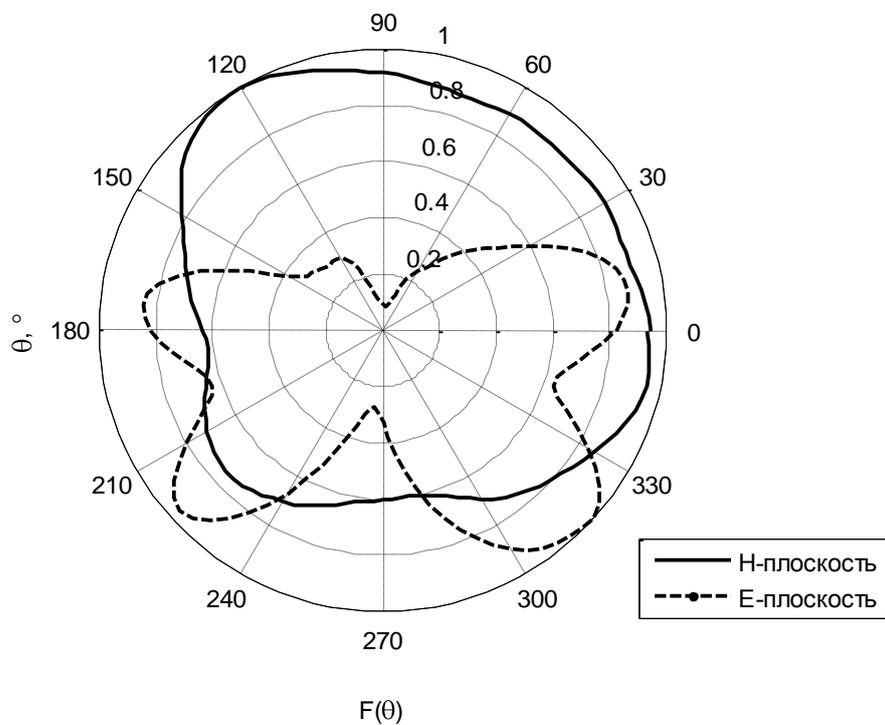


Рисунок 2.5 – Диаграмма направленности прототипа антенны

Как видно из представленных графиков, диаграмма направленности, полученная в результате проведения эксперимента, отличается от теоретической, что можно объяснить влиянием стойки, к которой крепилась антенна, а так же наличию отражений, при проведении измерений.

При длине антенны в 126 мм, коэффициент усиления составил 2 дБ, что является недостаточным, согласно сформулированным выше требованиям. Для увеличения коэффициента усиления было принято решение о добавлении рефлектора (см. рисунок 2.6), а так же введении элемента для согласования антенны, поскольку отражатель влиял на КСВ. Изготовленный прототип антенны с отражателем представлен на рисунке 2.7.

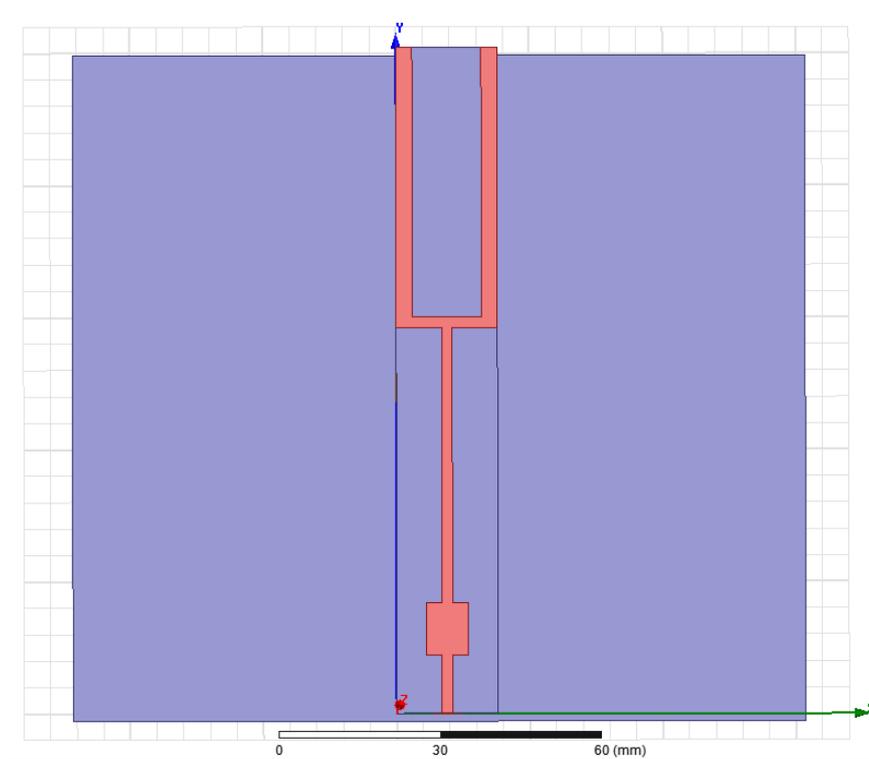


Рисунок 2.6 – Модель антенны с отражателем в пакете HFSS



а)



б)

Рисунок 2.7 - Прототип антенны с отражателем

(а – вид спереди, б – вид слева)

Полученные при моделировании, а так же при измерении прототипа, характеристики приведены на рисунках 2.8 и 2.9.

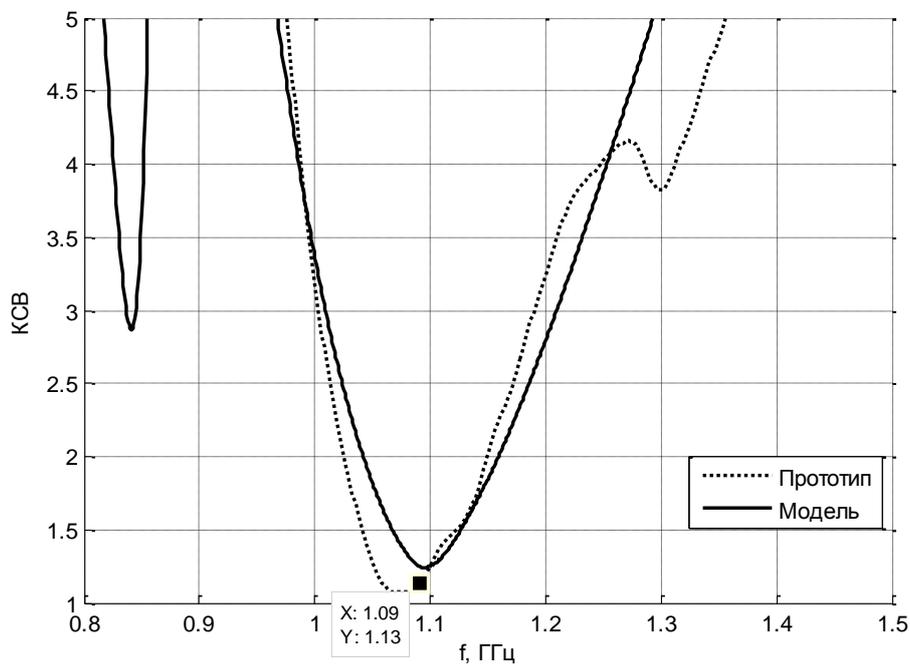


Рисунок 2.8 - КСВ антенны с отражателем

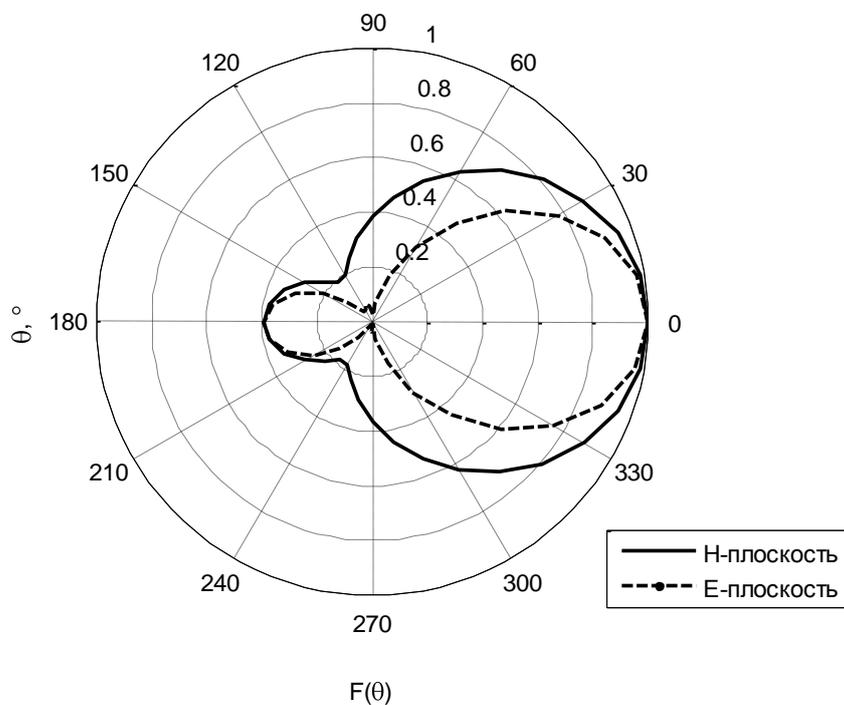


Рисунок 2.9 - Диаграмма направленности антенны с отражателем

Полученная конструкция антенны обладает коэффициентом усиления в 5.5 дБ, КСВ не хуже 1.5, ширина полосы пропускания 100 МГц, длина антенны не увеличилась. Таким образом, данная антенна с отражателем и элементом согласования отвечает тем требованиям, которые были сформулированы к приемной антенне.

3. РАСЧЕТ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

3.1 Усилитель ММС

Для уменьшения массогабаритных параметров усилителей радиочастотного диапазона без ухудшения их эксплуатационных и технических характеристик, зачастую используют аналоговые микросхемы со встроенными цепями согласования. Данные микросхемы находят свое применение в смесителях, усилителях мощности, малошумящих усилителях, а так же в качестве переключательных элементов. Таким образом, становится возможным не только упростить проектирование маломощных усилителей, но и сократить количество внешних дискретных или распределенных элементов, поскольку цепи согласования уже встроены в корпус микросхемы.

К усилителю радиочастоты можно сформировать следующие требования:

- коэффициент усиления не менее 20 дБ;
- коэффициент стоячей волны по входу и выходу не более 2;
- однополярное питание +5 В;
- поверхностный монтаж;
- минимальное число внешних компонентов.

В разработке принято решение использовать в качестве усилителя микросхему μ РС3223ТВ. Данный усилитель имеет следующие параметры: $K_u=23$ дБ, $K_{ш}= 4,5$ дБ, $f_{-3дБ} =3,2$ ГГц, $I_p = 24$ мА, $U_{пит} = +5$ В. Микросхема производится в корпусе super minimold, размеры которого 2.05 x 2.0 мм, что позволяет при массовом производстве осуществлять плотный монтаж компонентов. Производитель усилителя, компания Renesas, предоставляет для данной микросхемы S-параметры, которые возможно использовать при моделировании в пакете AWR DE.

Для проектирования был использован пакет AWR DE, который позволяет эффективно в одном проекте совмещать пассивные сосредоточенные и рассредоточенные компоненты, а так же проводить анализ устройств, содержащих активные высокочастотные компоненты, используя их SPICE модели и значения S параметров.

Кроме того, данный пакет позволяет сразу сформировать топологию разрабатываемого устройства и провести моделирование топологии в электромагнитном планарном решателе, решение которого затем можно использовать в дальнейшей доработке.

Ниже, на рисунке 3.1, представлена схема, которая использовалась для моделирования усилителя. Так как усилитель представлен S-параметрами, а не SPICE-моделью, то не представляется возможным оценить влияние на его характеристики цепей питания, а так же напряжения питания. Стоит так же отметить, что характеристики сняты при $I_p = 19$ мА, что является типичным значением для данной микросхемы, в то время как разброс может составлять от 15 до 24 мА, что вызывает изменение параметров работы микросхемы. При моделировании и последующем изготовлении первого прототипа использовалась подложка из диэлектрика ФЛАН-7,2 толщиной 2 мм, имеющая диэлектрическую проницаемость 7.2, тангенс угла диэлектрических потерь составляет 0.0015, толщина линии с волновым сопротивлением 50 Ом на частоте 1090 МГц составляет 2.55 мм. Для изготовления второго прототипа была выбрана подложка FR-4 толщиной 1.5 мм с диэлектрической проницаемостью 4.4, тангенсом угла диэлектрических потерь 0.02, толщиной линии с волновым сопротивлением 50 Ом на частоте 1090 МГц 2.84 мм. Характеристики обоих изготовленных прототипов не отличались, в связи с чем изготовление данных типов усилителей на подложке с диэлектриком ФЛАН не представляется целесообразным, ввиду его большой стоимости и сложности механической обработки.

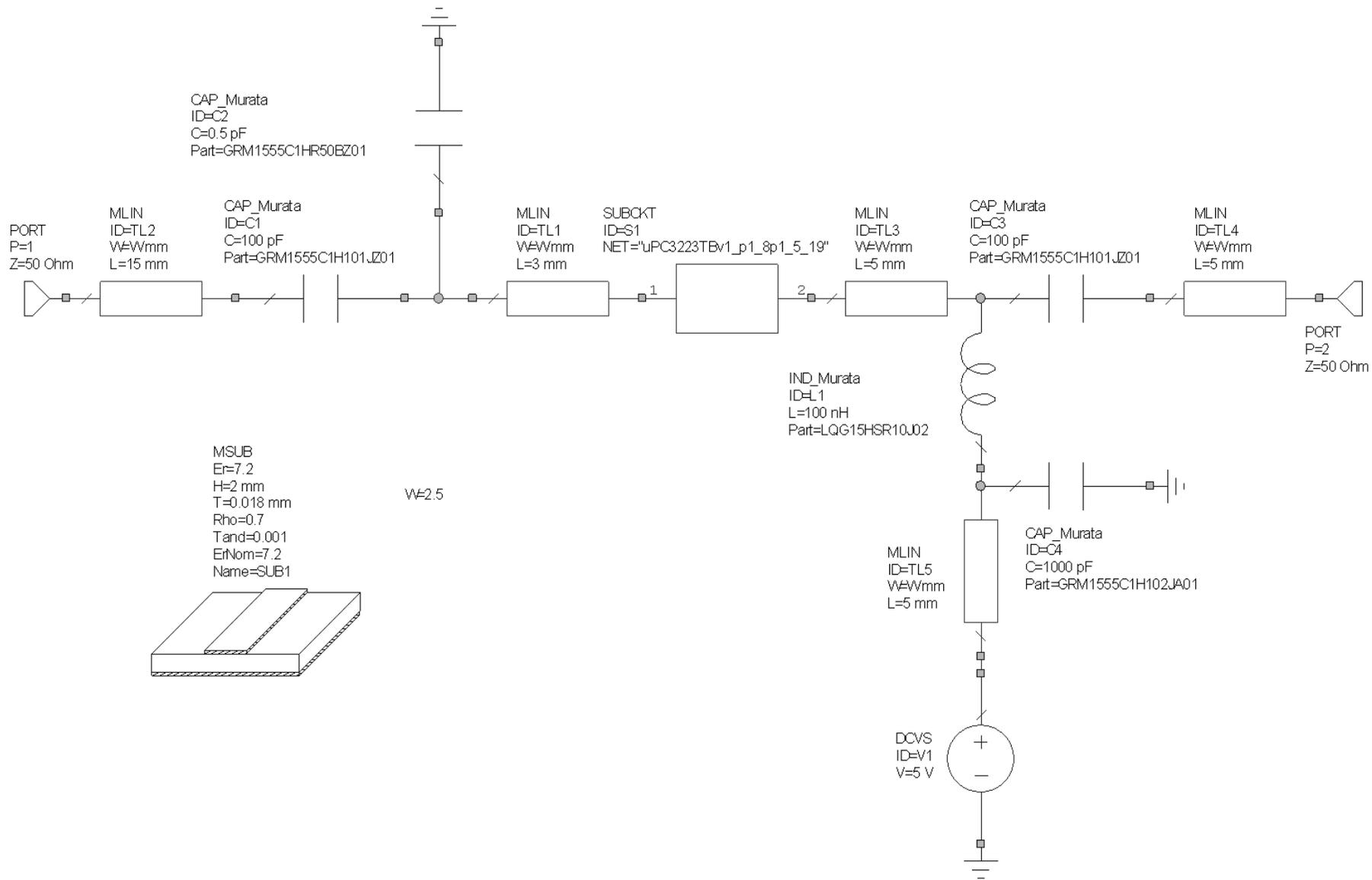


Рисунок 3.1 – Модель усилителя в пакете AWR DE

Принципиальная схема, перечень элементов и топология печатной платы приведены в Приложении А. На рисунке 3.2 показан внешний вид изготовленного прототипа.

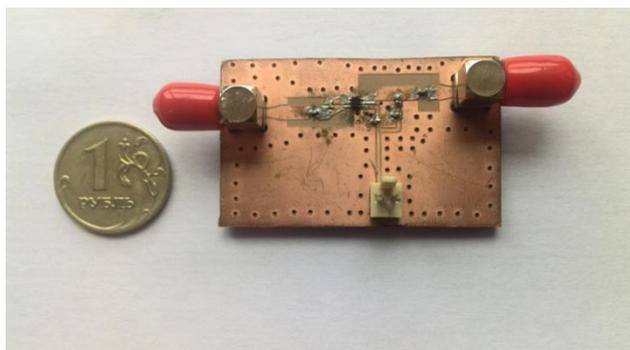


Рисунок 3.2 – Прототип усилителя

На рисунках 3.3 и 3.4, представлены сравнительные графики зависимостей параметров рассеяния усилителя от частоты, полученных при моделировании и при экспериментальном исследовании прототипа усилителя. Как видно из графиков, наблюдается различие между теоретическими и экспериментальными значениями коэффициентов отражения. Такое различие может быть вызвано тем, что при моделировании не учитывалось влияние разъемов на характеристики устройства, поскольку ширина микрополосковой линии, соединяющей микросхему и разъем фактически равна ширине самого разъема. Кроме того, как было сказано выше, в модели не учитывалось влияние цепей питания и смещения выхода на характеристики усилителя, чем можно объяснить столь большое различие коэффициента отражения по выходу, полученного в результате моделирования и экспериментального исследования.

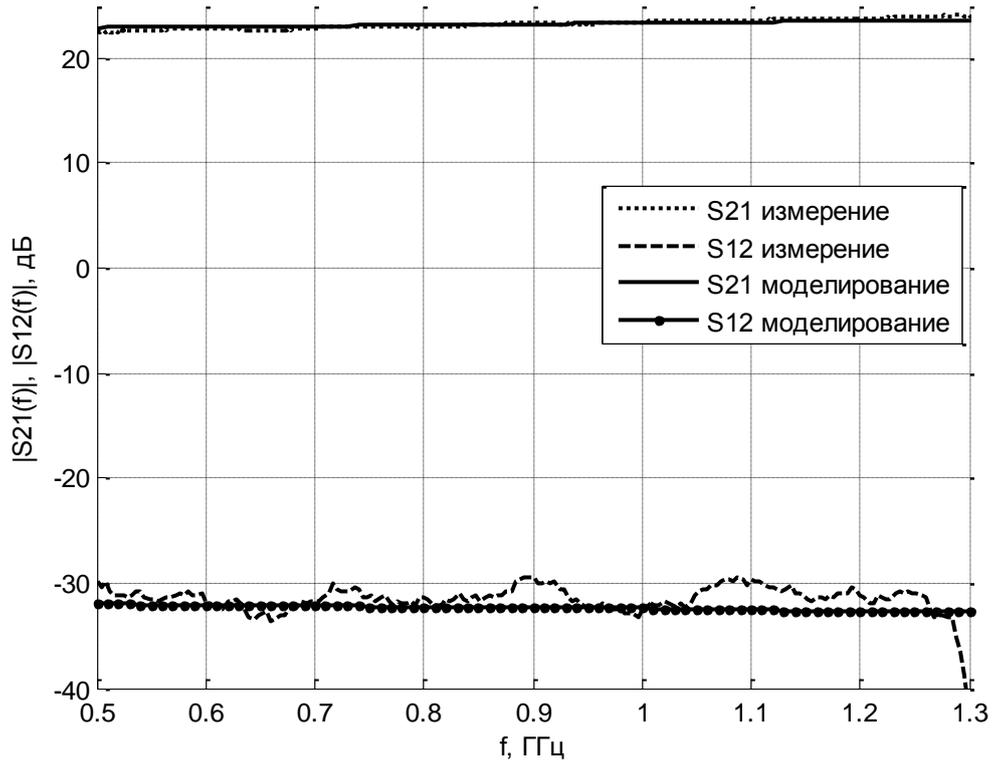


Рисунок 3.3 – Модуль коэффициентов передачи в зависимости от частоты

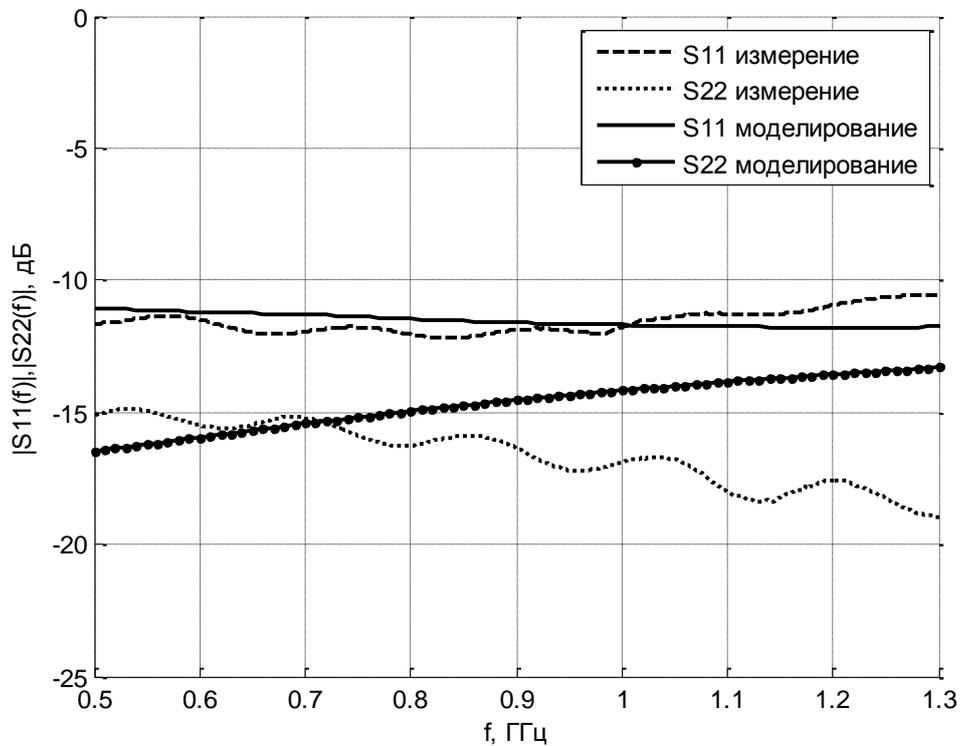


Рисунок 3.4 – Модуль коэффициентов отражения в зависимости от частоты

3.2 Фильтр с резонаторами со скачком волнового сопротивления

К фильтрам, используемым в данной системе, можно предъявить следующие требования:

- центральная частота 1090 МГц;
- вносимые потери на центральной частоте не более 3 дБ;
- затухание на частоте 960 МГц не менее 15 дБ;
- коэффициент отражения от входа и выхода не менее -10 дБ;
- микрополосковое исполнение.

Представленный ниже полосно-пропускающий фильтр был спроектирован, исходя из предпосылок и прототипа, рассмотренного в [6].

В своей статье Чанг и Ченг представляют топологию компактного полосно-пропускающего с линиями со скачком волнового сопротивления. Данный фильтр, по утверждению авторов, обладает рядом преимуществ, самым существенным из которых являются уменьшенные габариты и отсутствие отверстий. Топология разрабатывалась на основе встречно-стержневого фильтра, у которого основными элементами являются короткозамкнутые отрезки микрополосковых линий, рассмотренный же фильтр не имеет короткозамкнутых линий в своем составе.

Кроме того, данный фильтр обладает контролируемым нулем передачи, то есть провалом в коэффициенте передачи, расположенном рядом с полосой пропускания фильтра. что позволяет использовать данную особенность для подавления близко расположенных нежелательных сигналов. Для данного фильтра ноль коэффициента передачи выбран слева от полосы пропускания фильтра, что бы обеспечить подавление сигнала от GSM, занимающего частоты 890 – 915 МГц на передачу и 935 – 960 МГц на прием.

Расчет проведем в соответствие с методикой, описанной в [6].

Определим центральную частоту и полосу пропускания фильтра. Центральная частота 1090 МГц, ширина полосы пропускания 50 МГц. В качестве фильтра-прототипа выберем фильтр Баттерворта второго порядка, имеющего следующие значения проводимостей элементов: $g_0=g_1=1.0$, $g_2=g_3=1.4142$. При отношении сопротивлений резонатора равном 2 и электрической длине в 130° , как это следует из графика в [6], второй резонанс должен находиться на частоте 1740 МГц.

Определим добротность и коэффициент связи:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} = \frac{1 \cdot 1.412}{0.046} = 30.83; \quad (3.1)$$

$$Q_{e2} = \frac{g_2 \cdot g_3}{FBW} = \frac{1 \cdot 1.412}{0.046} = 30.83; \quad (3.2)$$

$$k_{12} = \frac{FBW}{g_1 \cdot g_2} = \frac{0.046}{1.412 \cdot 1.412} = 0.03244; \quad (3.3)$$

Где FBW – относительная ширина полосы пропускания, которая рассчитывается как:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{50 \cdot 10^6}{1090 \cdot 10^6} = 0.046. \quad (3.4)$$

Соотношения между добротностью, коэффициентом связи и расстоянием между резонаторами можно найти по способу, описанному в [7].

Таким образом, после оптимизации получим следующие размеры топологии фильтра, изображенного на рисунке 3.5: $W_1 = 2.4$ мм, $W_2 = 0.4$ мм, $L_1 = 12.8$ мм, $L_2 = 9.8$ мм, $S_1 = 1$ мм, $S_2 = 0.2$ мм.

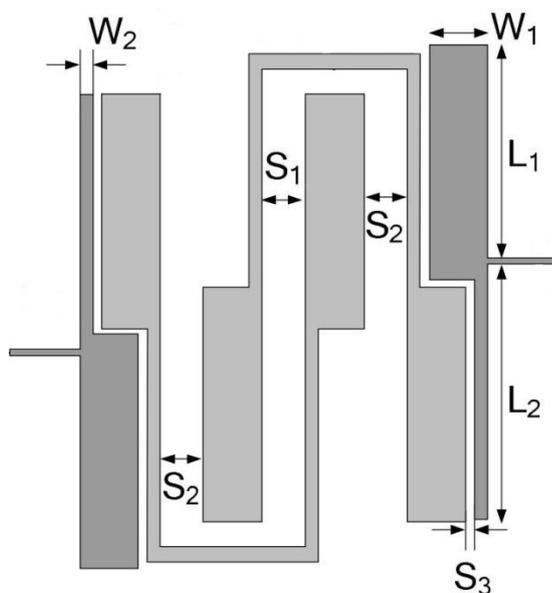


Рисунок 3.5 – Эскиз фильтра

На рисунке 3.6 представлена топология фильтра, которая моделировалась в среде AWR DE в пакете для электромагнитного моделирования. Модель фильтра построена в среде электромагнитного моделирования, которая позволяет анализировать 2.5D планарные структуры, что является достаточным для моделирования данных микрополосковых фильтров.

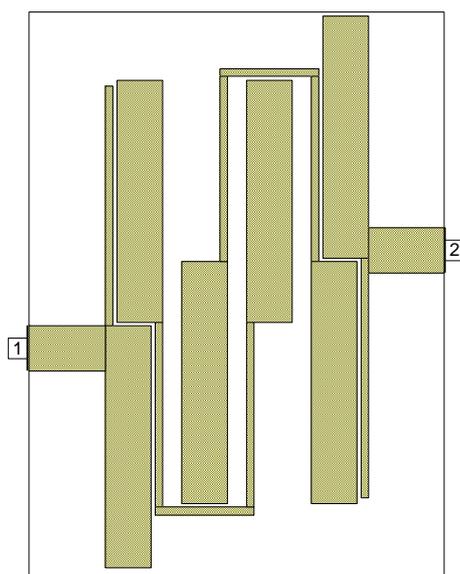


Рисунок 3.6 – Модель фильтра в среде AWR DE

На рисунках 3.7 и 3.8 представлено сравнение параметров рассеяния фильтра, полученных при моделировании и при экспериментальном исследовании прототипа. Как видно из данных графиков, полученные результаты достаточно точно совпадают с теорией. Однако для такой узкой полосы пропускания становятся критичными любые сдвиги центральной частоты, которые могут быть вызваны неравномерной толщиной используемой подложки, слабыми технологическими возможностями и различием таких параметров материала с паспортными данными, как толщина диэлектрика и его диэлектрическая проницаемость.

Вносимые затухания на центральной частоте при моделировании составляют 1.7 дБ, ширина полосы пропускания 51 МГц. При экспериментальном измерении вносимые затухания составили 2.3 дБ, ширина полосы пропускания 65.1 МГц, центральная частота 1136.5 МГц. Прототип фильтра показан на рисунке 3.9.

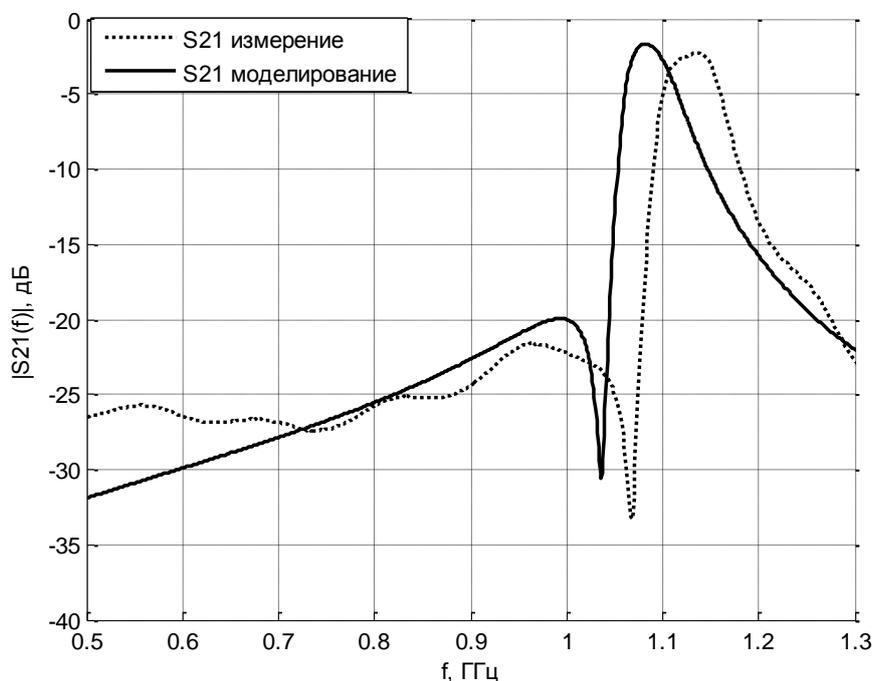


Рисунок 3.7 – Коэффициент передачи фильтра

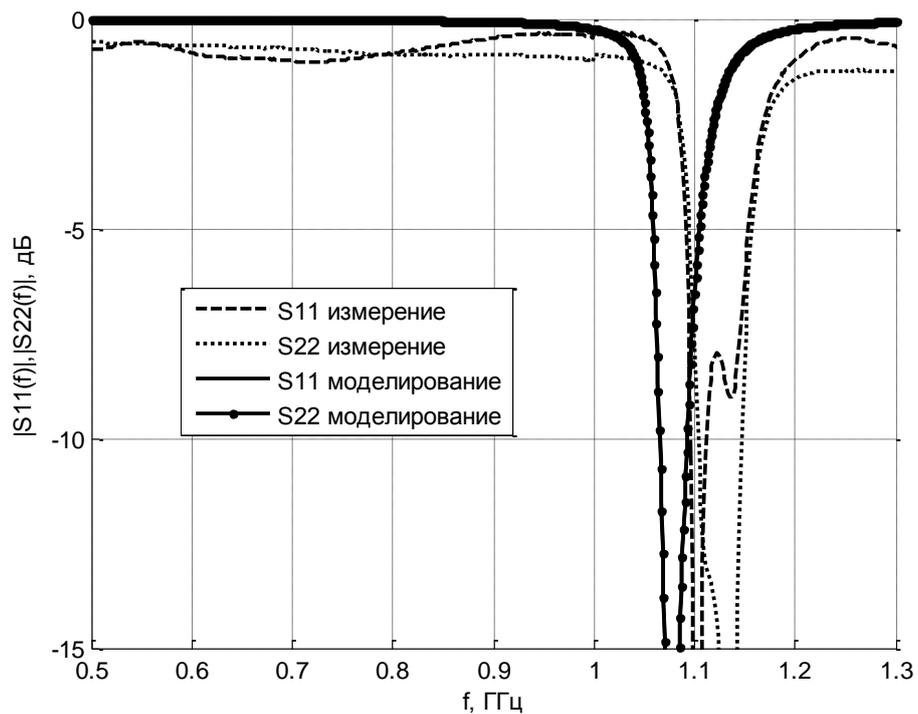


Рисунок 3.8 – Коэффициента отражения от входа и выхода фильтра

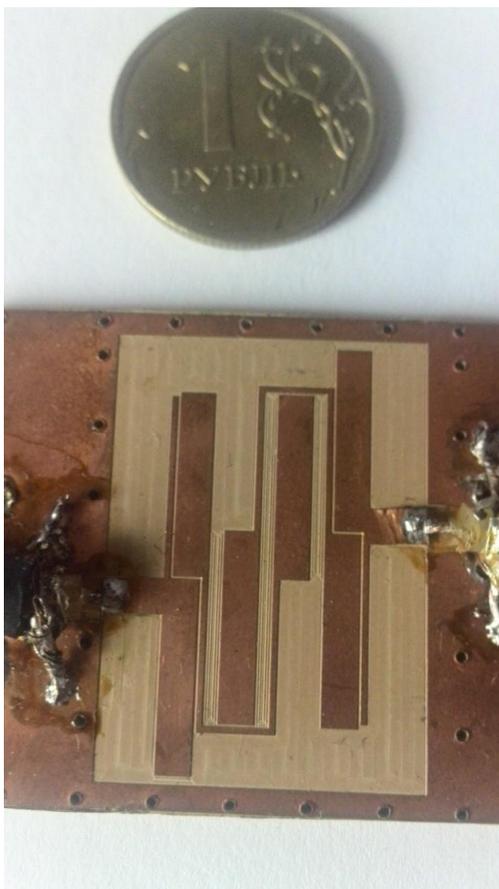


Рисунок 3.9 – Прототип фильтра на линиях со скачком волнового сопротивления

3.3 Фильтр на микрополосковых встречных штырях

Фильтры на встречных стержнях представляет собой гребенчатую структуру. Элементами фильтра являются короткозамкнутые с одной стороны микрополосковые линии, которые имеют длину равную четверти длины волны на центральной частоте фильтра. В [8] автор упоминает, что «Связь между резонаторами обусловлена наличием краевых полей соседних резонаторов. При выводе расчетных соотношений предполагается, что связи между несоседними резонаторами полностью отсутствуют». Таким образом, после проведения предварительного расчета целесообразным является моделирование и последующая оптимизация топологии фильтра данного типа.

В [7] рассмотрен пример и приведены формулы для расчета фильтра на встречных штырях, следуя которому, рассчитаем топологию фильтра.

Коэффициенты фильтра Чебышева третьего порядка с неравномерностью в полосе пропускания 0.1 дБ, составляют $g_i = (1.0285 \ 1.1468 \ 1.0285)$. Центральная частота фильтра $f_0 = 1090$ МГц, ширина полосы пропускания $\Delta f = 50$ МГц.

Относительная ширина полосы пропускания фильтра:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{50 \cdot 10^6}{1090 \cdot 10^6} = 0.046. \quad (3.5)$$

Определим значение угла, соответствующее резонансной длине линии:

$$\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{FBW}{2} \right) = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{0.046}{2} \right) = 1.535; \quad (3.6)$$

Зададимся входным сопротивлением фильтра $Z = 50$ Ом, рассчитаем параметры инверторов:

$$Y = \frac{\frac{1}{Z}}{\operatorname{tg} \theta} = \frac{0.02}{27.745} = 7.209 \cdot 10^{-4}; \quad (3.7)$$

$$J_i = \frac{Y}{g_i \cdot g_{i+1}} = \frac{6.638 \cdot 10^{-4}}{6.638 \cdot 10^{-4}}; \quad (3.8)$$

$$Y_i = J_i \cdot \sin \theta = \frac{6.633 \cdot 10^{-4}}{6.633 \cdot 10^{-4}} ; \quad (3.9)$$

Рассчитаем собственную погонную емкость стержней:

$$C_1 = \frac{Y-Y_1}{V_\phi} = 6.446 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}; \quad (3.10)$$

$$C_2 = \frac{Y-Y_1-Y_2}{V_\phi} = 6.224 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}; \quad (3.11)$$

$$C_3 = \frac{Y-Y_3}{V_\phi} = 6.446 \cdot 10^{-11} \text{ Ф}; \quad (3.12)$$

Рассчитаем взаимные емкости стержней:

$$C_i = \frac{Y_i}{V_\phi} = \frac{2.211 \cdot 10^{-12}}{2.211 \cdot 10^{-12}} \text{ Ф}; \quad (3.13)$$

Рассчитаем взаимное сопротивление связанных линий:

$$Z_{0e1,2} = \frac{1}{Y-Y_1} = \frac{1}{0.02-6.633 \cdot 10^{-4}} = 51.515 \text{ Ом}; \quad (3.14)$$

$$Z_{0e2,3} = \frac{1}{Y-Y_2} = \frac{1}{0.02-6.633 \cdot 10^{-4}} = 51.515 \text{ Ом}; \quad (3.15)$$

$$Z_{0o1,2} = \frac{1}{Y+Y_1} = \frac{1}{0.02+6.633 \cdot 10^{-4}} = 48.395 \text{ Ом}; \quad (3.16)$$

$$Z_{0o2,3} = \frac{1}{Y+Y_2} = \frac{1}{0.02+6.633 \cdot 10^{-4}} = 48.395 \text{ Ом}. \quad (3.17)$$

Исходя из полученных взаимных сопротивлений, следуя методике, описанной в [7], используя электромагнитный решатель, найдем ширину стержней и расстояние между ними. Оптимизированные значения величин топологии фильтра: $W_1 = W_3 = 2.676 \text{ мм}$, $L_1 = L_3 = 46.884 \text{ мм}$, $W_2 = 1.82 \text{ мм}$, $L_2 = 45.915 \text{ мм}$, $S = 8.404 \text{ мм}$.

Топология полученного фильтра, рассчитываемая в пакете AWR DE, представлена на рисунке 3.10.

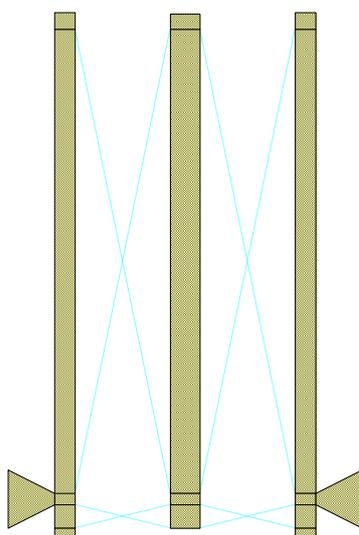


Рисунок 3.10 – Модель фильтра на встречных стержнях в пакете AWR DE

Данный фильтр моделировался так же без учета связей между несоседними резонаторами. Результаты сравнения параметров рассеяния, полученных при моделировании фильтра и при его экспериментальном исследовании, представлены на рисунках 3.11 и 3.12.

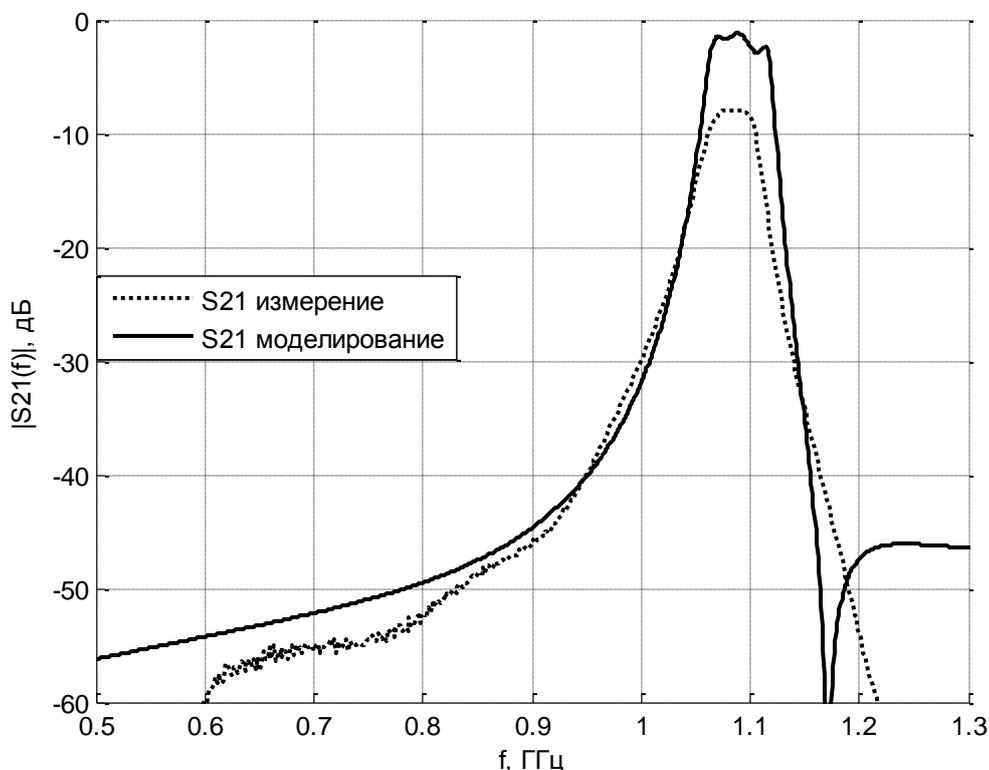


Рисунок 3.11 – Коэффициент передачи фильтра

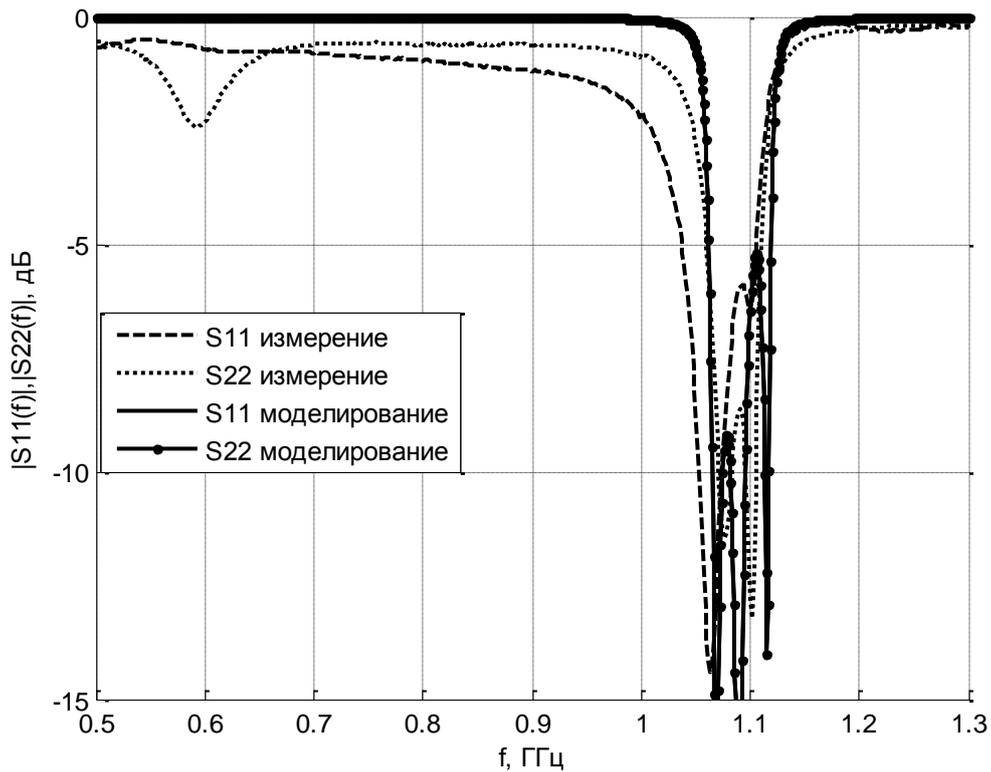


Рисунок 3.12 – Коэффициенты отражения от входа и выхода

При моделировании, вносимые потери в полосе пропускания составляли 1.233 дБ, полоса пропускания 57 МГц. По результатам измерения, изготовленный фильтр обладает потерями в полосе пропускания в 4.67 дБ, полосой пропускания в 41 МГц.

Полученные различия можно объяснить погрешностями производства, а так же потерями, не учитываемыми при моделировании, в том числе и взаимодействием между несоседними резонаторами.

Прототип фильтра представлен на рисунке 3.13.

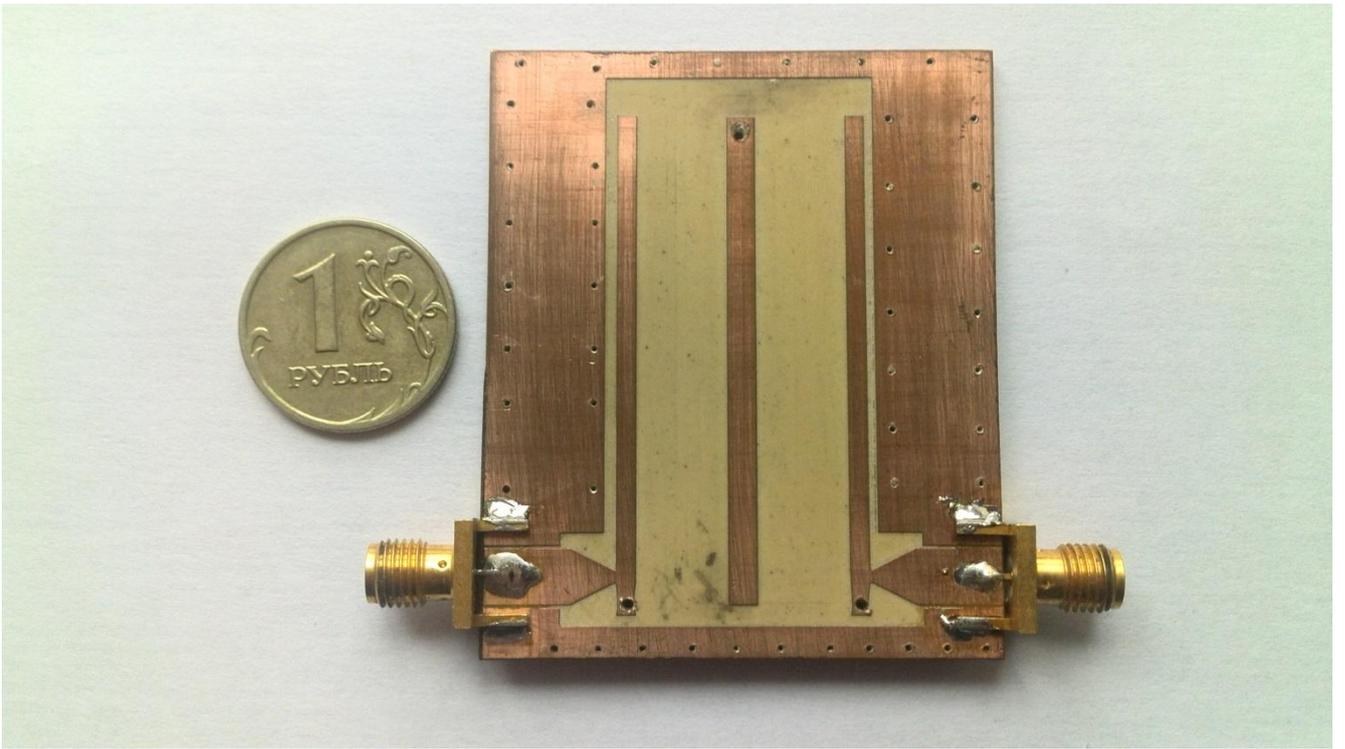


Рисунок 3.13 – Прототип фильтра, изготовленный методом фрезерования на станке с ЧПУ

3.4 Фильтр с двойной комплементарной спиралью

В [9] показан пример полосно-заграждающего фильтра, выполненного в виде комплементарных разомкнутых кольцевых резонаторов, над которыми проходит копланарная линия передачи. В [10] приводится пример использования спиральных резонаторов, как элементов для создания бесчиповых RFID меток, так как данные элементы обладают способностью запасать в себе энергию электромагнитного поля и таким образом формировать необходимую зависимость коэффициента передачи от частоты.

Исходя из данных предпосылок, был смоделирован и изготовлен микрополосковый фильтр на одном комплементарном спиральном резонаторе на нижней стороне подложки (FR-4, $h=1,5$ мм, $\epsilon=4,4$) с разрезом в микрополосковой линии на верхней стороне. Аналогичные структуры использует Коновалов А.Л. в своей выпускной работе «Разработка бесчиповых радиочастотных меток СВЧ диапазона». Разрез 1 мм, ширина спирали 0,6 мм, ширина меди спирали 0,4 мм, длина спирали 67,3 мм. Полученный результат приведен на рисунке 3.14. На рисунке 3.15 представлен внешний вид фильтра.

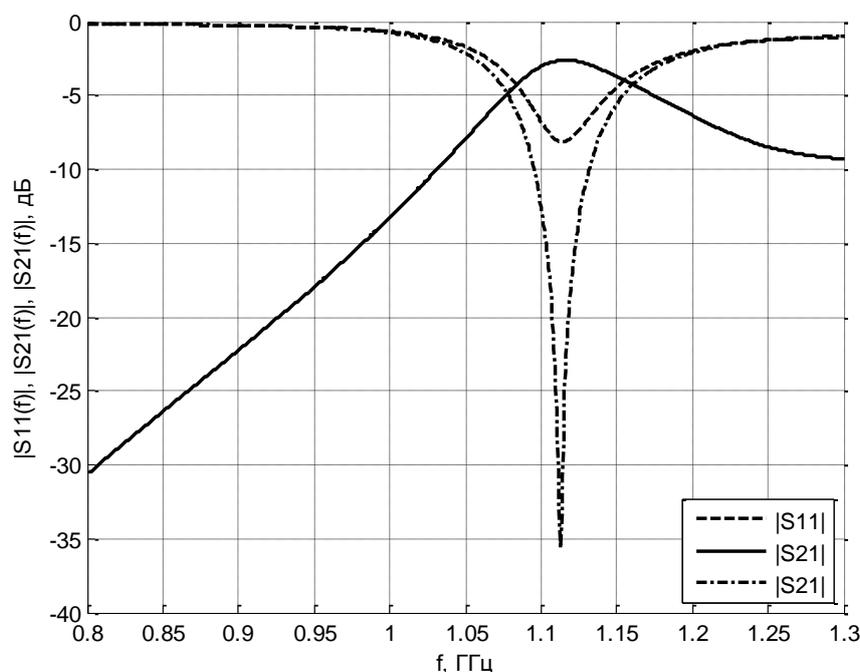


Рисунок 3.14 – Коэффициенты рассеяния односпирального фильтра

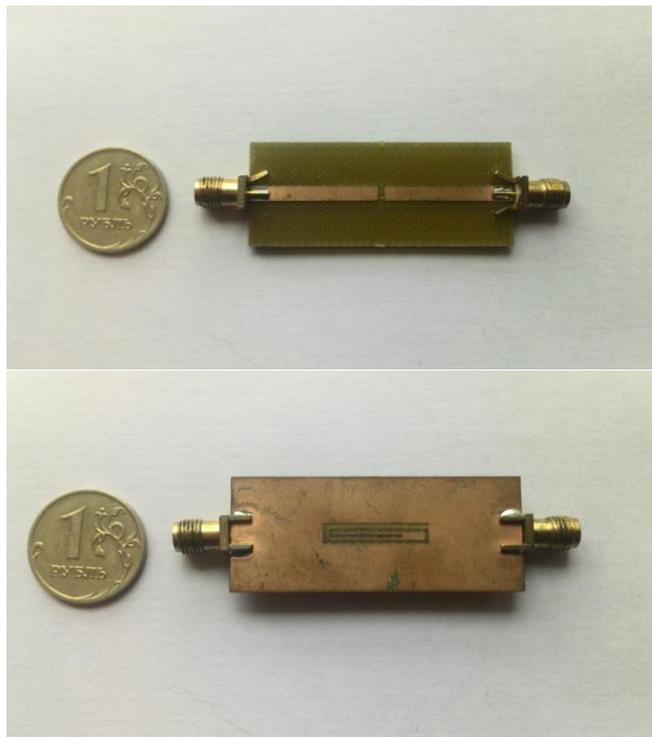


Рисунок 3.15 – Прототип фильтра с одной спиралью

Как видно из графика, данная структура фильтра обеспечивает достаточное подавление частот, находящихся в низкочастотной области, относительно центральной частоты фильтра, но обладает недостаточным подавлением в высокочастотной области. Кроме того, данная топология имеет приемлемый уровень коэффициента отражения (меньше -10 дБ), только относительно одного из входов. Затухание, вносимое фильтром в полосе пропускания, составляет 2,6 дБ.

Увеличение количества спиралей одинаковых размеров и добавление соответствующего выреза на верхней стороне подложки, приводит к ожидаемому результату снижения коэффициента отражения по обоим входам. Такая топология обладает большим уровнем вносимых потерь в полосе пропускания (5 дБ). Зависимость коэффициентов рассеяния от частоты приведена на рисунке 3.16. На рисунке 3.17 показан внешний вид фильтра с двумя спиральями.

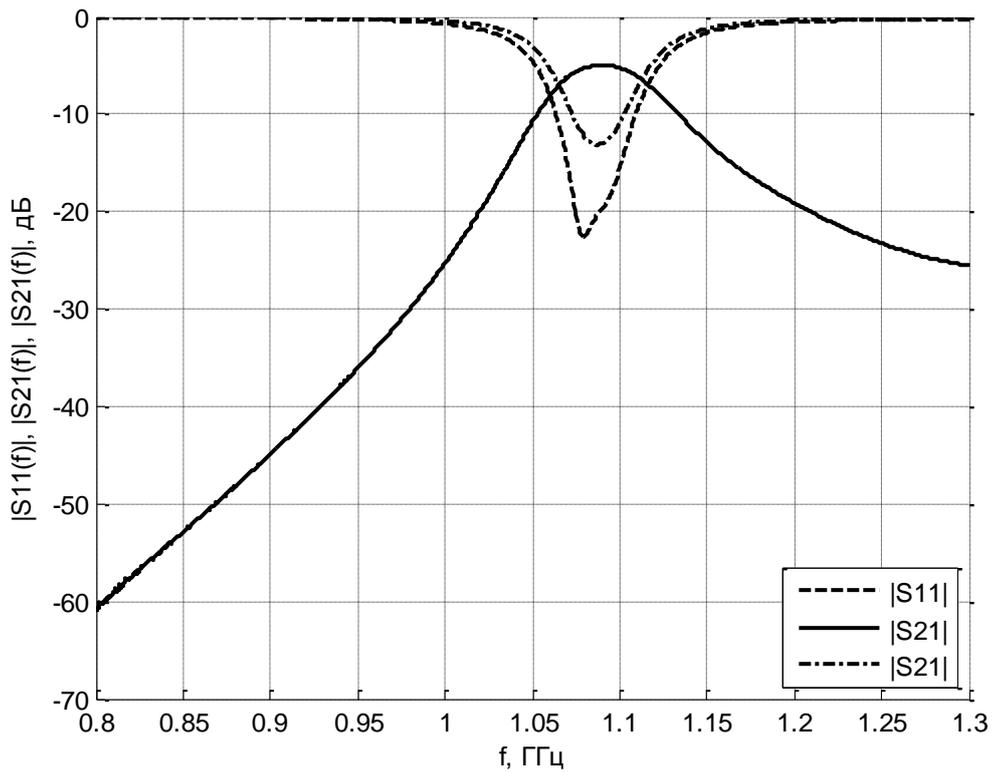


Рисунок 3.16 – Зависимость коэффициентов рассеяния двухспирального фильтра от частоты

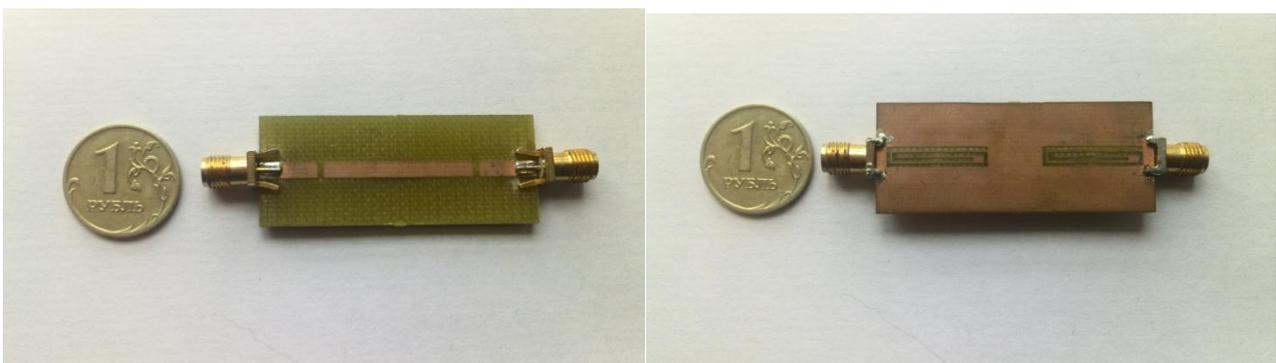


Рисунок 3.17 – Прототип фильтра с двумя комплементарными спиралями

В ходе исследования спиральных микрополосковых структур было предложено разработать полосно-пропускающий фильтр с использованием комплементарных двойных спиралей с емкостной связью с линией передачи.

Полученная в ходе исследования структура фильтра представлена на рисунке 3.18.

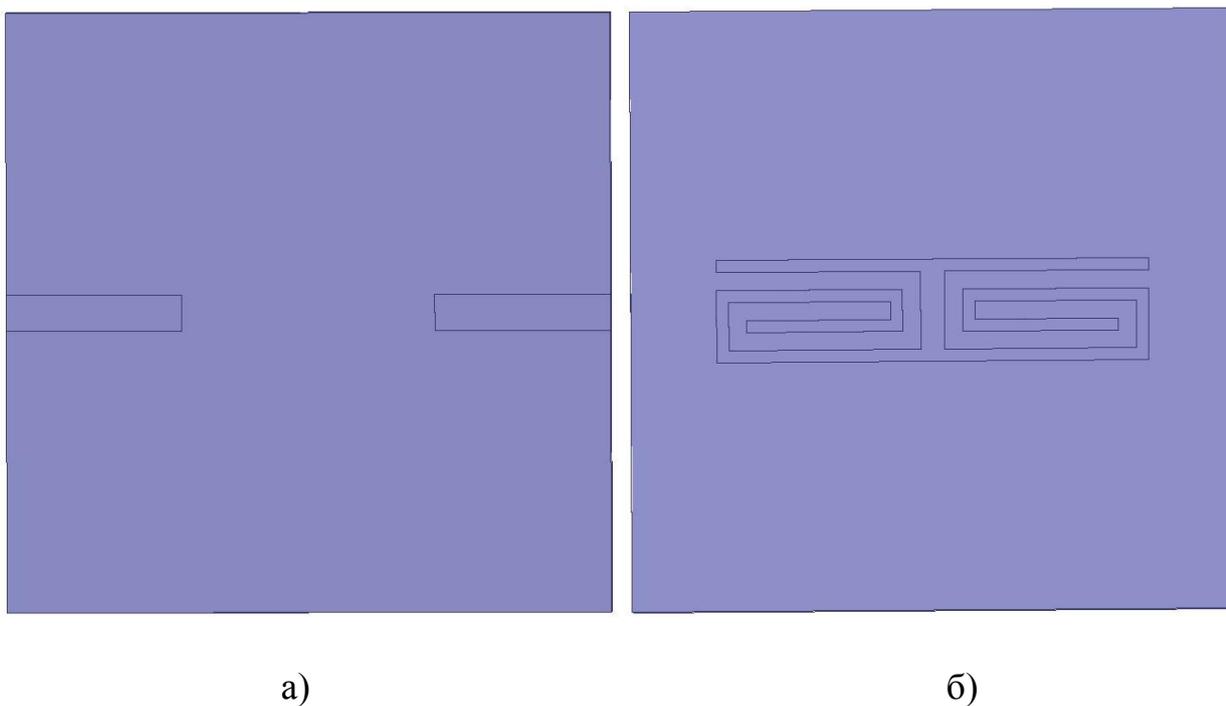


Рисунок 3.18 – Модель фильтра, использованная для симулирования в пакете HFSS: а) - верхняя сторона; б) – нижняя сторона

Такая топология обладает малыми потерями в полосе пропускания, а также большим подавлением в полосе задерживания фильтра. Длина фильтра составляет $\sim \lambda/8$.

На рисунке 3.19 показана эквивалентная схема такого фильтра на сосредоточенных элементах.

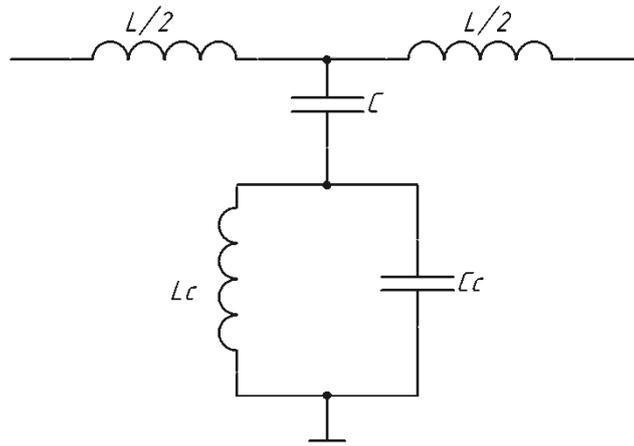


Рисунок 3.19 – Эквивалентная схема фильтра

На рисунках 3.20 и 3.21 представлено сравнение экспериментальных и теоретических параметров рассеяния такого фильтра. Как видно из данных графиков, наблюдается лишь небольшое различие по центральной частоте, что при широкой полосе пропускания не является критичным фактором. На рисунке 3.22 представлен внешний вид прототипа фильтра.

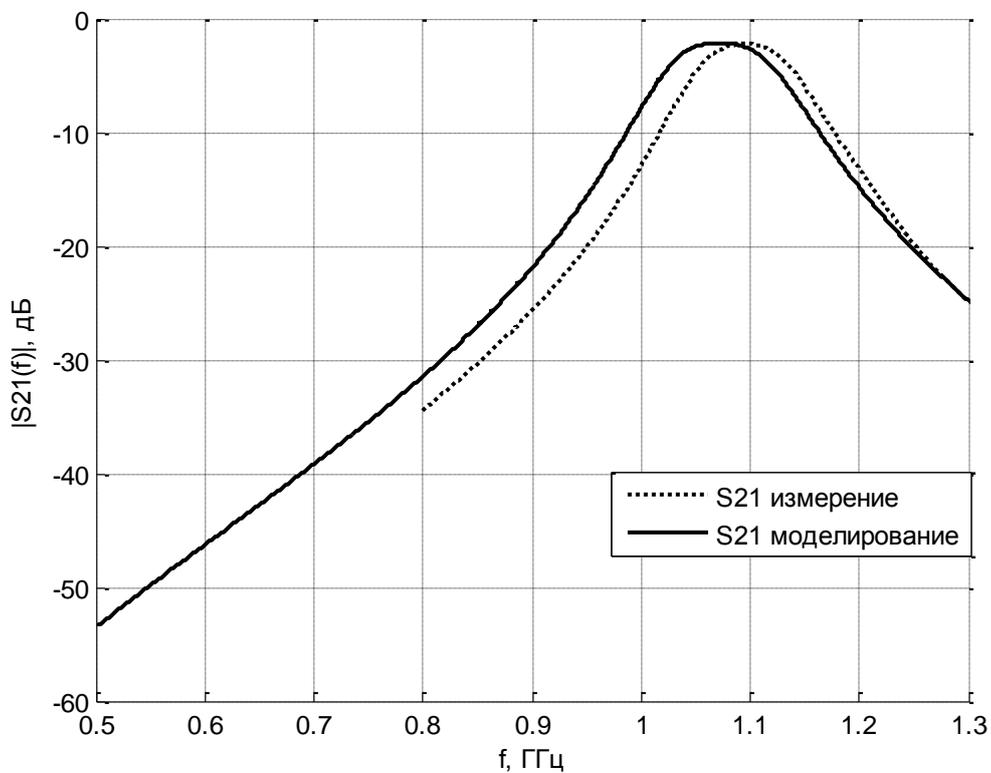


Рисунок 3.20 – Коэффициент передачи фильтра

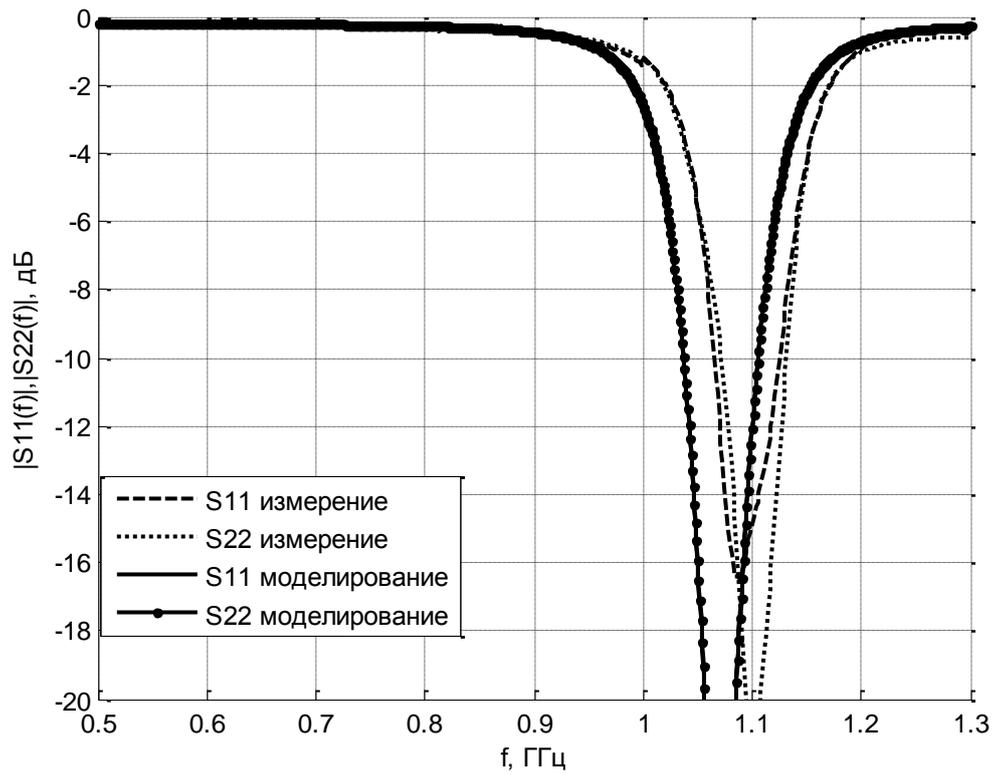


Рисунок 3.21 – Коэффициент отражения от входа

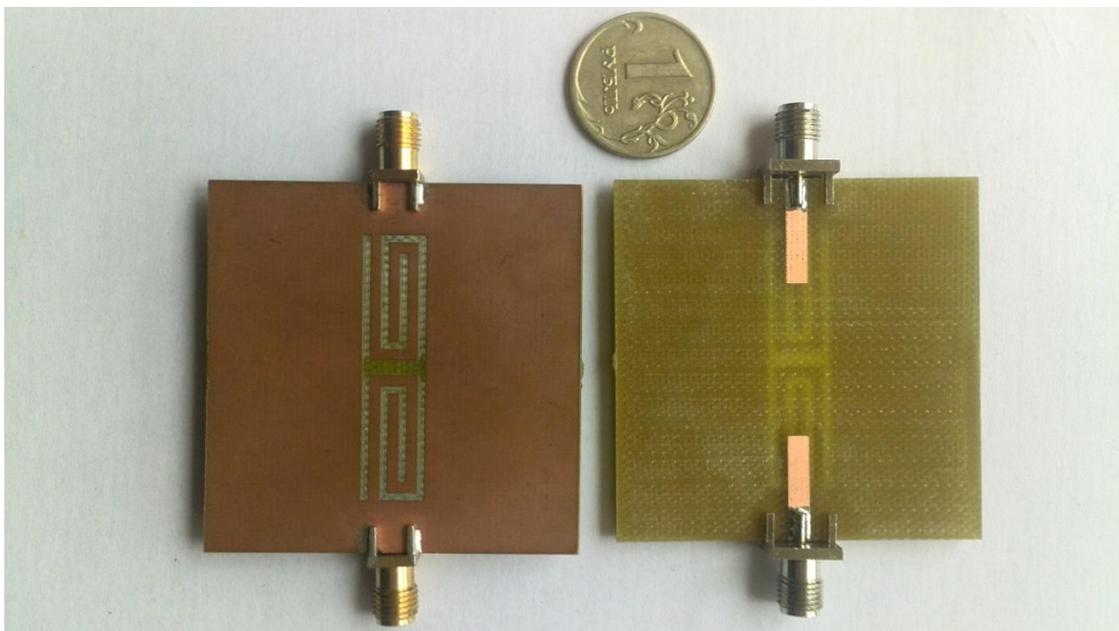


Рисунок 3.22 – Прототип фильтра с двумя соединенными спиралями

Моделирование так же показало, что центральная частота фильтра может быть изменена при уменьшении или увеличении длины спирали фильтра, причем в некоторых пределах такая перестройка не приводит к увеличению вносимых потерь в полосе пропускания или изменению ширины полосы пропускания фильтра. Соответствующая зависимость для трех значений длины спиралей представлена на рисунке 3.23.

Для данного фильтра затухание в полосе пропускания составило 2.2 дБ, центральная частота 1090 МГц, ширина полосы пропускания 100 МГц, затухание на частоте 960 МГц составляет 18.87 дБ. Таким образом, данный фильтр удовлетворяет требованиям, сформулированным в пункте 3.1. Кроме того, конструкция фильтра исключает наличие переходных отверстий, что упрощает технологический процесс его производства.

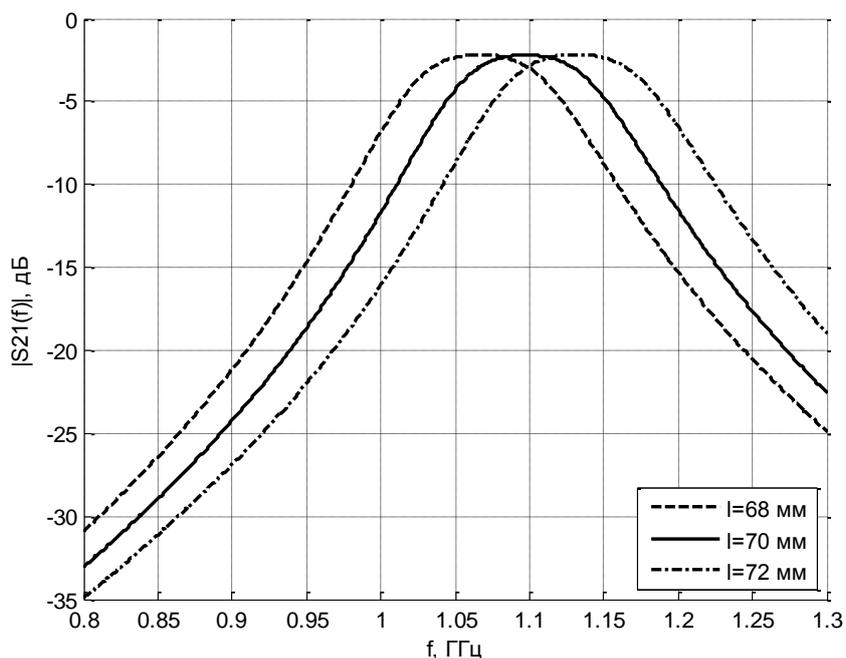


Рисунок 3.23 – Зависимость коэффициента передачи от частоты при различной длине спирального резонатора

3.5 Малошумящий усилитель

Малошумящий усилитель – электронный усилитель, в котором приняты специальные меры по снижению коэффициента вносимого шума. Такие усилители призваны компенсировать потери, возникающие, например, в фидерных системах, в то же время не ухудшая отношения сигнал-шум.

Зачастую такие усилители устанавливают на выходе антенны, чтобы на вход усилителя не попал шум, который может быть создан другими усилителями, кроме того, это позволит избежать потерь в кабеле. Питание усилителя осуществляется по кабелю, соединяющему вход усилителя и выход приемника, таким образом, для использования малошумящего усилителя так же требуется инжектор питания для подачи питающего напряжения через фидер.

Например, для кабеля RG-58 A/U от производителя Rexant, затухание на частоте 900 МГц составляет 36.6 дБ на 100 метров, а на частоте 1200 МГц 42.6 дБ на 100 метров. Исходя из этих данных, затухание на частоте 1090 МГц будет составлять 39.6 дБ на 100 метров. Таким образом, если взять высоту одного этажа равной 3 метра, то при установке антенны на крыше 9-ти этажного дома, а приемника на первом этаже, потребуется минимум 27 метров кабеля, на которых затухание составит 10.7 дБ.

Исходя из приведенных выше вычислений и учитывая запас, поскольку не считается прокладка кабеля по крыше или помещению, определим необходимый минимальный коэффициент усиления в 14 дБ.

Для проектирования был выбран полевой транзистор NE3509M04. Данный активный элемент предназначен для работы в диапазонах от L до S, то есть 1 – 4 ГГц. На частоте в 1 ГГц транзистор может обеспечить максимальное усиление более 20 дБ при минимальном коэффициенте шума в 0.2 дБ и токе потребления 10 мА. Несмотря на активное развитие аналоговых радиочастотных микросхем, имеющих внутреннее согласование с 50-омной линией, они не могут обеспечить столь низкий коэффициент шума, как одиночные транзисторы.

Схема транзистора построена по схеме с общим истоком и автосмещением, поскольку нерационально использовать два питающих напряжения при проектировании усилителя, находящегося далеко от источников питающего напряжения. Кроме того, такой подход позволяет удешевить схему и не использовать инвертор напряжения, который может, в том числе вносить гармоники в питающее напряжение.

На рисунках 3.24, 3.25, 3.26 показана модель, которая использовалась в пакете AWR DE для проектирования усилителя.

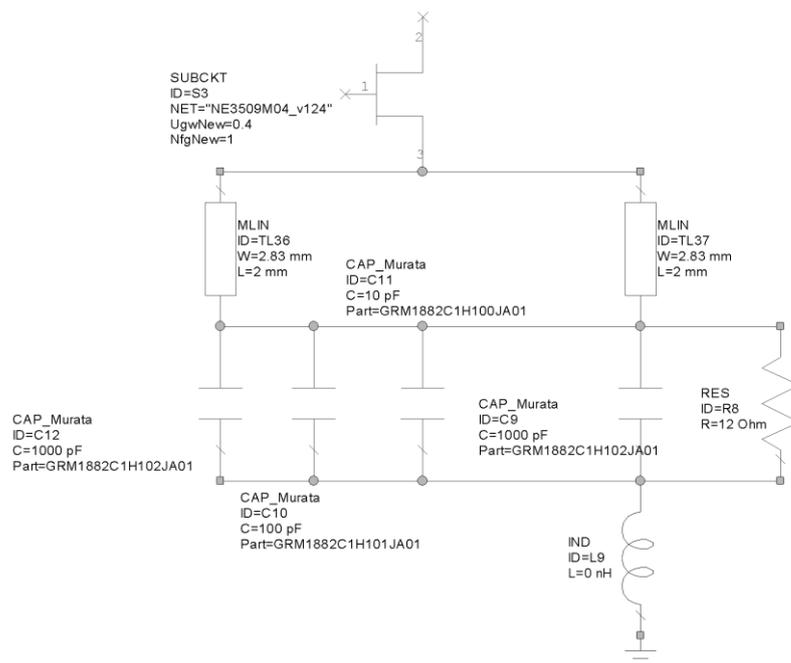


Рисунок 3.24 – Модель цепи истока транзистора

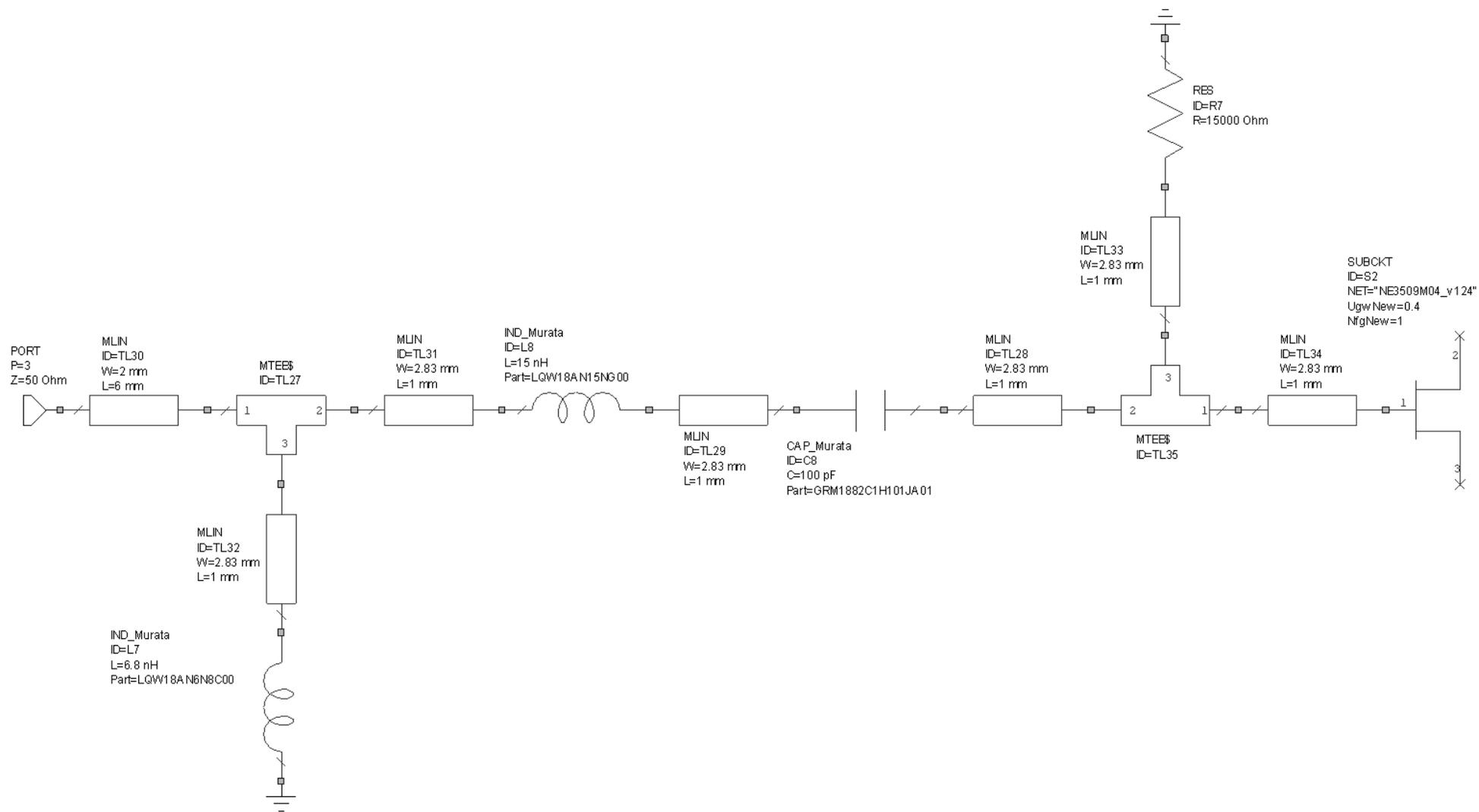


Рисунок 3.25 – Модель входной цепи малошумящего усилителя

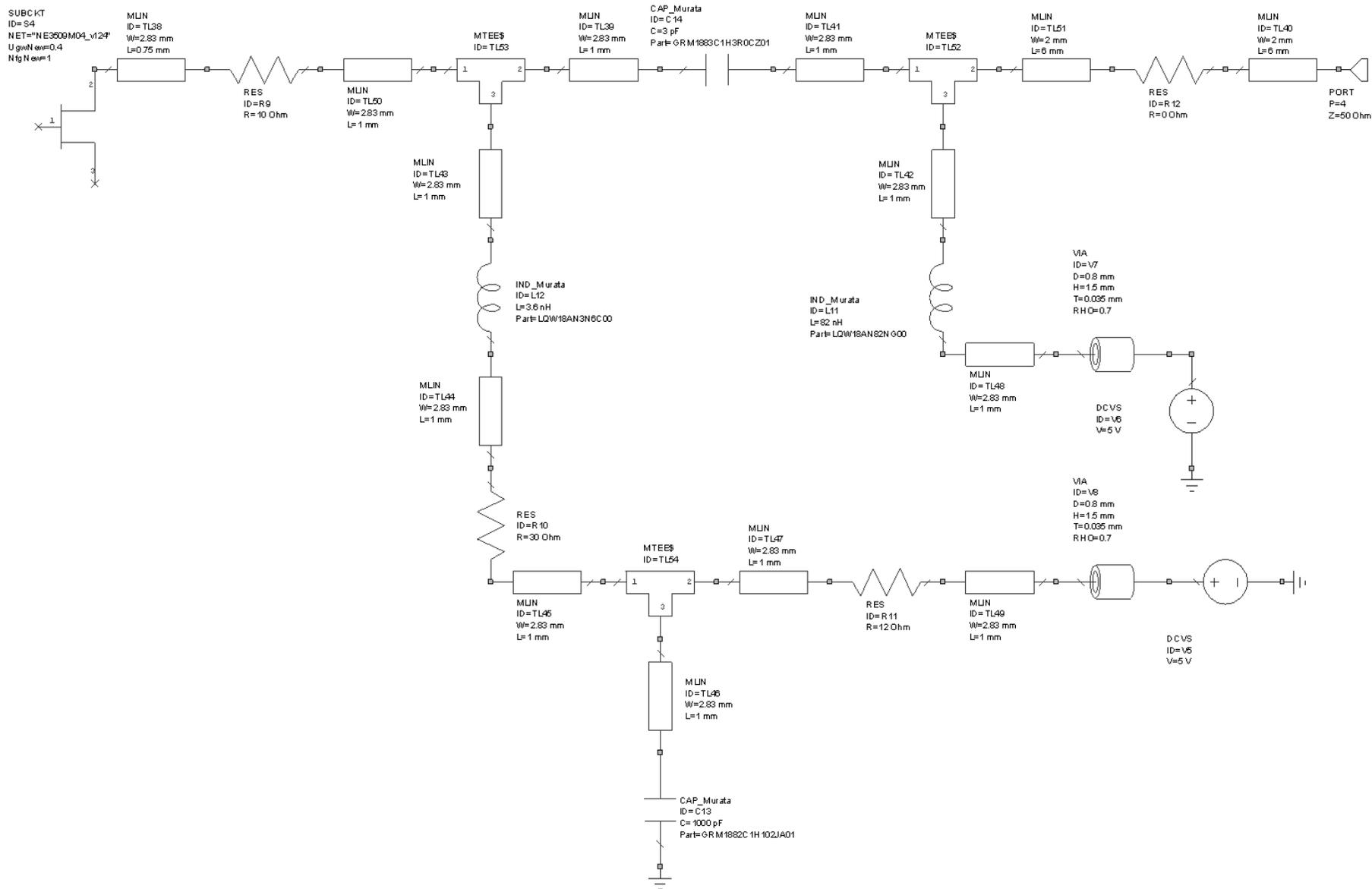


Рисунок 3.26 – Модель выходной цепи усилителя

Моделирование малошумящего усилителя проводилось с реальными компонентами, которые представляют их производители. Такой подход позволяет предсказывать влияние паразитных параметров элементов, которые в большей части зависят от их конструктивного исполнения, на характеристики проектируемого устройства, что призвано уменьшить или полностью исключить дальнейшие затраты на настройку.

На рисунке 3.27 представлена зависимость коэффициентов передачи от частоты для модели и для прототипа устройства, а на рисунке 3.28 зависимость коэффициентов отражения при моделировании в пакете AWR DE и измерении реального прототипа.

Принципиальная схема устройства, а так же печатная плата прототипа представлены в Приложении В.

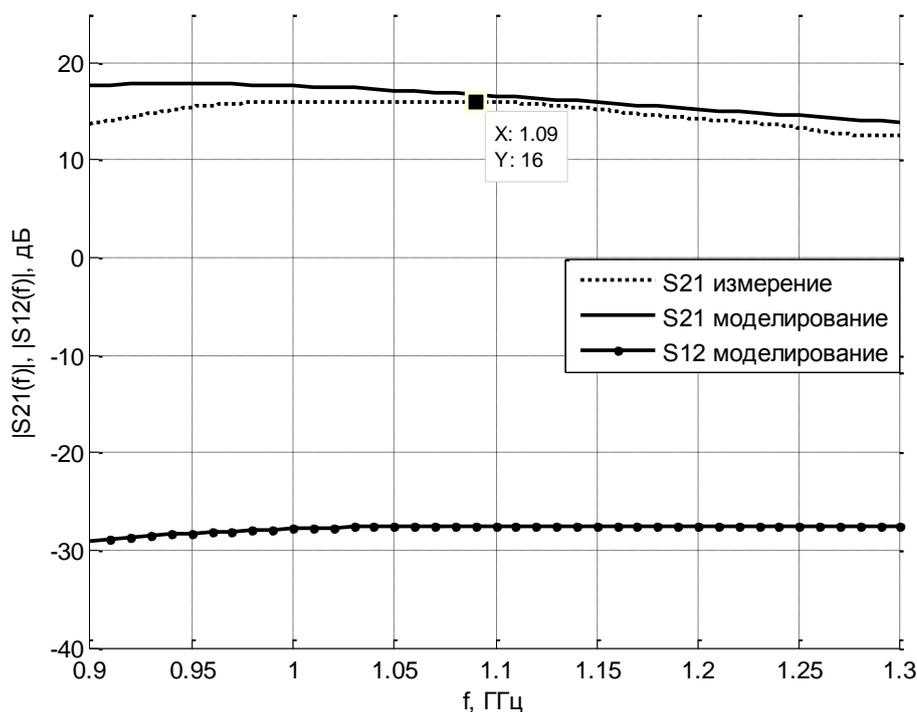


Рисунок 3.27 – Зависимость коэффициентов передачи от частоты при моделировании и при измерении параметров прототипа усилителя

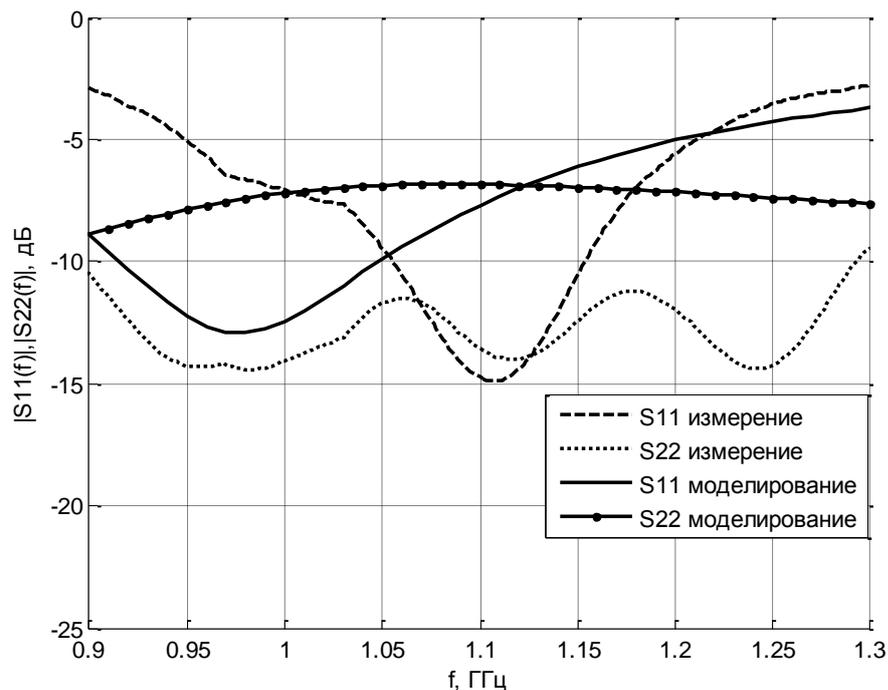


Рисунок 3.28 – Зависимость коэффициентов отражения при моделировании и измерении прототипа

Исходя из приведенных графиков, можно сделать вывод, что разработанный маломощный усилитель удовлетворяет требованиям, так коэффициент усиления на центральной частоте 1090 МГц составляет 16 дБ, а коэффициенты отражения от входа и выхода не превышают значения в -10 дБ.

3.6 Инжектор питания

Для использования антенных радиочастотных кабелей большой длины, был разработан прототип малошумящего усилителя, который устанавливается на антенной стороне кабеля, и инжектора питания, для подачи питающего напряжения по кабелю, поскольку малошумящий усилитель чаще всего устанавливают непосредственно у антенного выхода для того, чтобы уменьшить уровень шума, а так же потери, вносимые кабелем. Кроме того, инжектор питания может осуществлять функции защиты входа приемника от нежелательных явлений, которые могут возникнуть при повреждении кабеля или антенны. Такие устройства могут питаться от напряжения 220 В, 50 Гц, в таком случае в состав инжектора так же входит преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, поскольку ставить такой преобразователь рядом с малошумящим усилителем, не представляется целесообразным, поскольку антенна с усилителем устанавливаются на открытом пространстве и подвержены различным неблагоприятным климатическим явлениям. На входе постоянного тока инжектора так же следует предусмотреть защиту от неправильной подачи напряжения питания, из-за которой может выйти из строя малошумящий усилитель.

Основные требования, предъявляемые к инжектору питания, заключаются в обеспечении передачи полного напряжения постоянного тока, подводимого к инжектору в линию, развязке входа приемного устройства и кабеля по постоянному току, а так же источника питания от высокочастотной составляющей сигнала. Одним из главных требований к инжектору является внесение минимума потерь и искажений в принимаемый сигнал.

На рисунке 3.29 показана модель инжектора питания, которая использовалась для моделирования его характеристик.

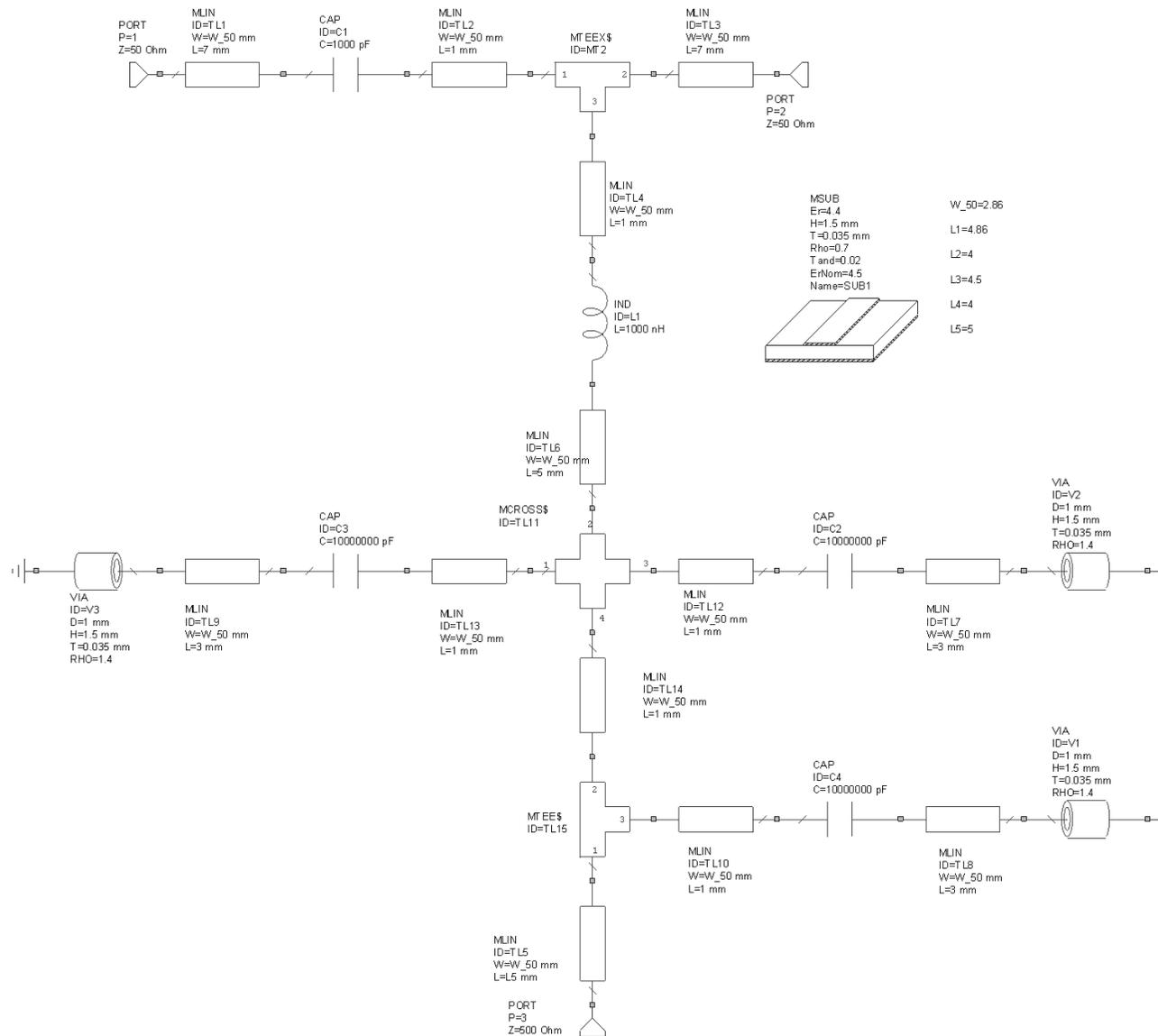


Рисунок 3.29 – Модель инжектора питания в пакете AWR DE

На рисунках 3.30 и 3.31 представлено сравнение параметров рассеяния инжектора питания, полученных при моделировании и при проведенных экспериментальных исследованиях. Полученные графики показывают, что возможно достаточно большое различие характеристик моделей устройств и их прототипов, если устройство было спроектировано без учета взаимного влияния проводников топологии друг на друга, а так же, если при моделировании использовались идеализированные элементы, не имеющие паразитных параметров в своем составе.

Принципиальная схема, перечень элементов и топология печатной платы приведены в Приложении Б.

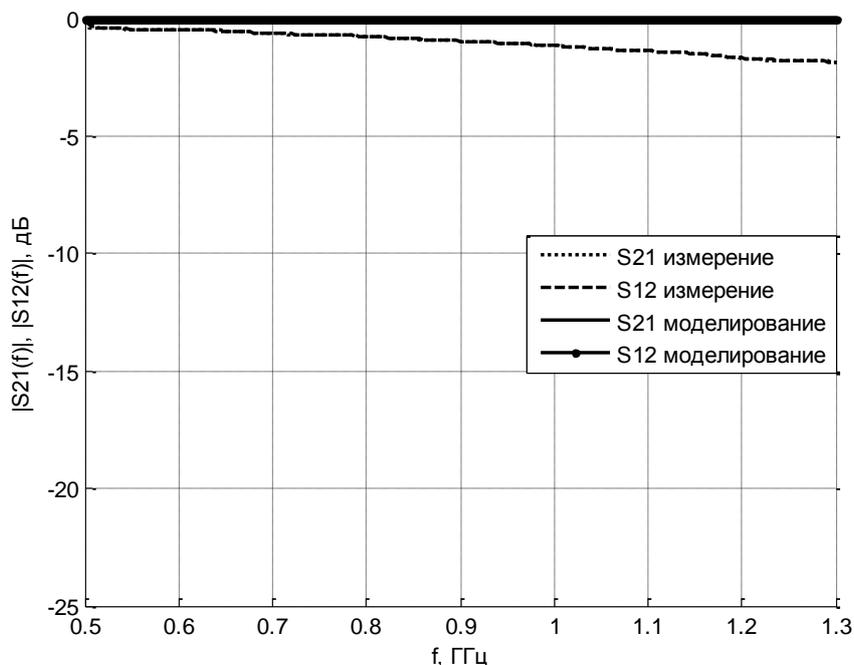


Рисунок 3.30 – Зависимости коэффициента передачи от частоты

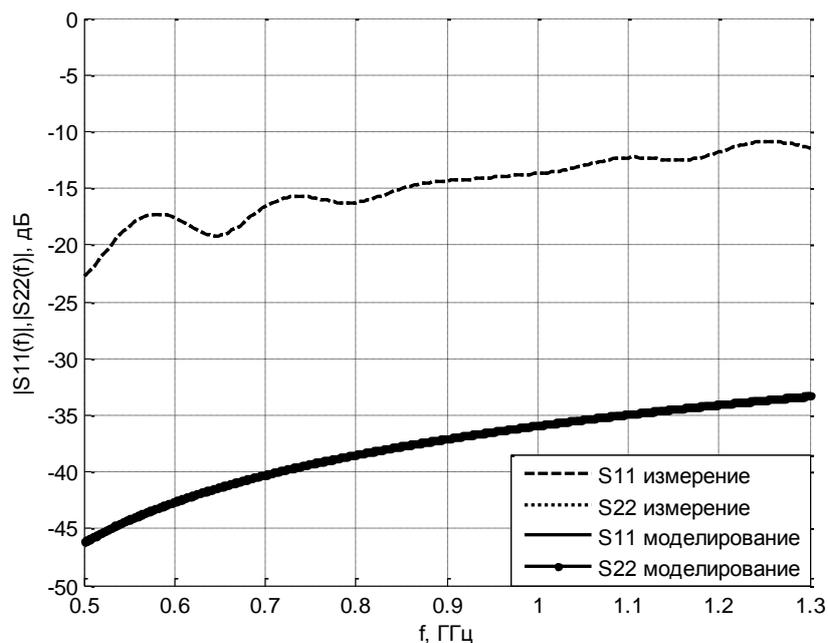


Рисунок 3.31 – Зависимости коэффициентов отражения от входов

На рисунке 3.32 показана характеристика, которая характеризует взаимное влияние высокочастотных портов на порт питания и наоборот. Как видно из графика, развязка по питанию составляет более 70 дБ.

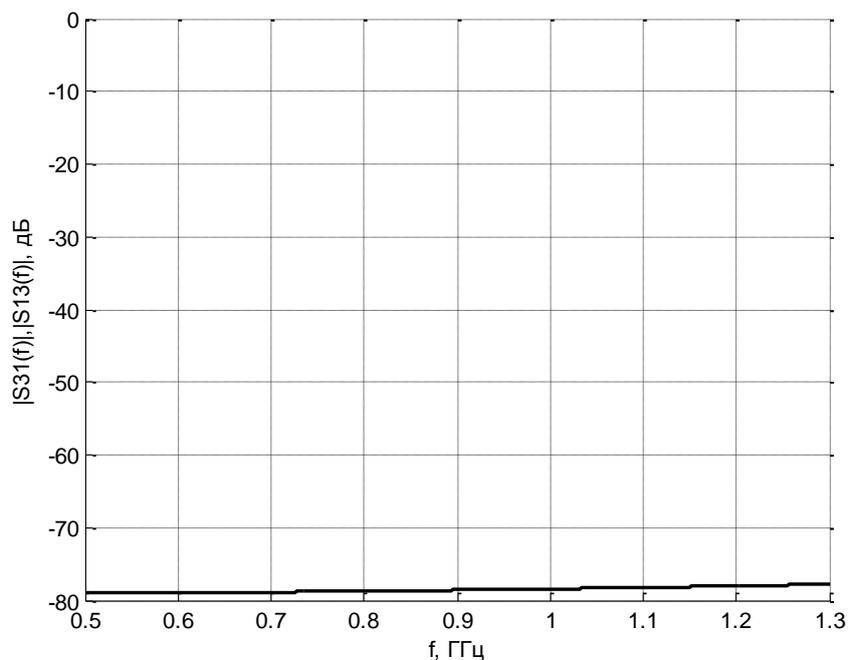


Рисунок 3.32 – Развязка высокочастотных входов и входа питания между собой

На рисунке 3.33 представлен прототип инжектора питания.

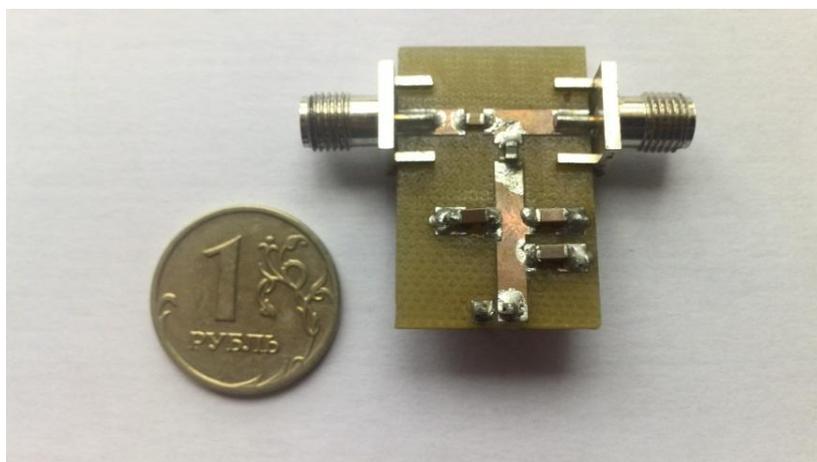


Рисунок 3.33 – Прототип инжектора питания

На основании представленных выше зависимостей коэффициентов передачи и отражения, можно сделать вывод, что предложенный инжектор питания удовлетворяет сформулированным требованиям. Различия между теоретическими результатами и данными измерений прототипа не являются критичными на данной частоте, тем не менее, они показывают довольно большое различие между моделью и изготовленным устройством, подтверждая необходимость изготовления опытных образцов перед началом какого-либо производства.

4 РАЗРАБОТКА ДЕТЕКТОРА СИГНАЛОВ ADS-B

Детектор построен на логарифмическом усилителе AD8313. Использование логарифмического усилителя, который часто применяют при детектировании радиоимпульсов, например в приложениях радиолокации, где уровень входного сигнала приемника может варьироваться в широких пределах, позволит увеличить чувствительность приемника. Как пишет в статье «Design a logamp RF pulse detector» Эмон Нэш, «Логарифмический усилитель используется и в схеме обнаружения сигнала с простой амплитудной манипуляцией. В этом примере, наличие или отсутствие радиоимпульса передает 1 или 0 цифровой информации. Оно может также можно использовать для радарного использования, где измеряемым параметром является время прихода импульса. Хотя сигнал, обнаруженный логарифмическим усилителем, может варьироваться в большом динамическом диапазоне, выходная амплитуда не представляет никакого интереса. Важно, что логарифмический усилитель обнаруживает наличие или отсутствие импульса». [11]

Таким образом, использование такого логарифмического детектора подходит именно для решения задачи обнаружения высокочастотного сигнала, а также момента его прихода, кроме того, малое изменение значения напряжения на входе вызывает много большее изменение выходного напряжения детектора. С использованием логарифмических детекторов для обнаружения высокочастотных пачек сигналов, а так же особенностями их использования можно ознакомиться в [12].

К сожалению, производитель детектора AD8313, компания Analog Devices не предоставляет никаких электронных моделей данной микросхемы, поэтому невозможно смоделировать данный узел на схемном уровне.

Поскольку данный детектор имеет дифференциальный вход, то необходимо предусмотреть вариант согласования входа детектора с линией. Возможны несколько вариантов согласования: симметрирующее устройство,

широкополосное согласование RC-цепочкой, узкополосное согласование LC цепочкой.

На низких частотах, производитель предлагает представить входное сопротивление детектора, как параллельно включенные резистор, с номинальным сопротивлением 900 Ом и конденсатор с емкостью 1.1 пФ.

Однако, с увеличением частоты, разница между такой эквивалентной цепью и действительным входным сопротивлением детектора существенно увеличивается. Тем не менее, производитель предоставляет табличную программу, по которой возможно определить входное сопротивление детектора на частоте интереса. Для частоты 1090 МГц, входное сопротивление в комплексном виде равно $109.1 - j170$.

В программном продукте AWR DE была рассчитана входная узкополосная согласующая цепочка. Моделируемые схемы и результаты расчета представлены на рисунках 4.1 и 4.2 соответственно.

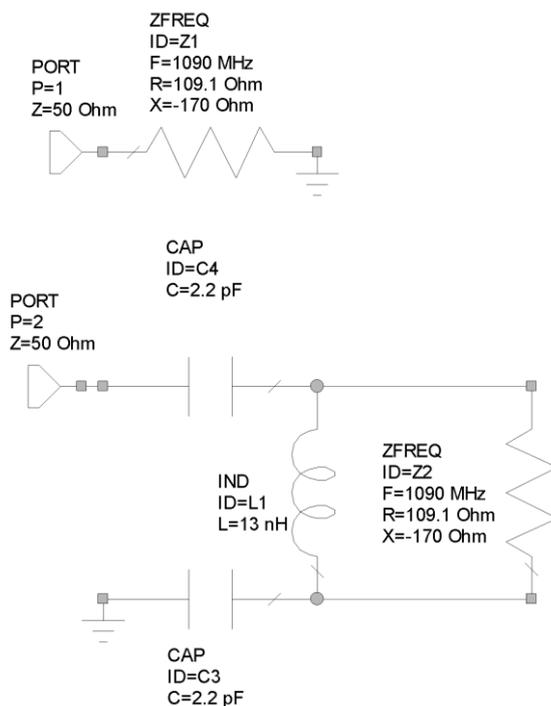


Рисунок 4.1 – Модели входного сопротивления детектора и цепочки согласования

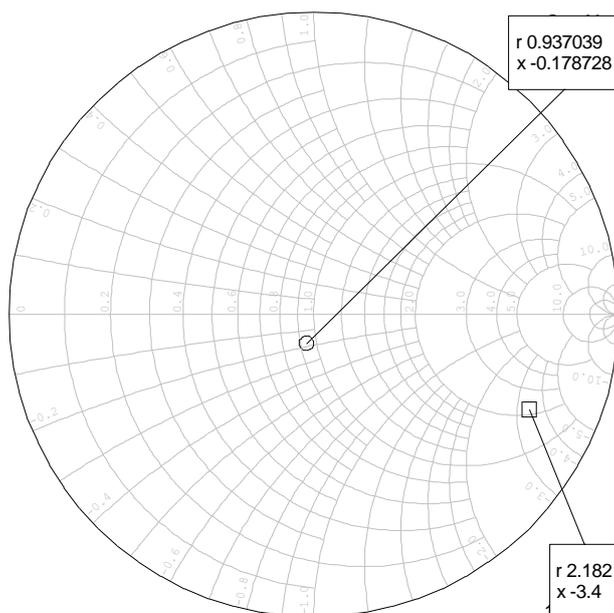


Рисунок 4.2 – Входное сопротивление детектора

(□ – без согласующей цепочки; ○ – с согласующей цепочкой)

Принципиальная схема, перечень элементов и топология печатной платы приведены в Приложении Г.

После изготовления прототипа фильтра было проведено исследование зависимости уровня выходного напряжения детектора от уровня мощности на выходе генератора синусоидальных сигналов на частоте 1090 МГц. Результаты проведенного эксперимента представлены на рисунке 4.3

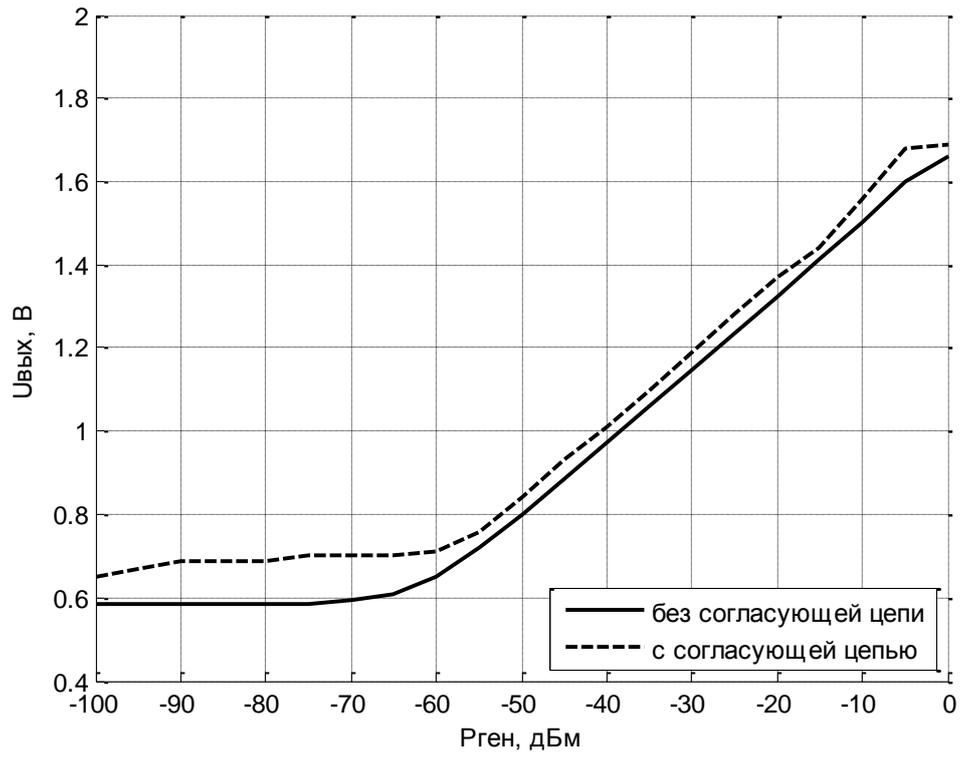


Рисунок 4.3 – Зависимость выходного напряжения на выходе детектора от уровня выходной мощности генератора

5 АЛГОРИТМ РАБОТЫ ДЕКОДЕРА

Сигнал ADS-B 1090 ES состоит из преамбулы, длительностью 8 мкс и блока данных, длительностью 112 мкс, имеющего скорость передачи данных в 1 Мбит/с.

Преамбула представляет собой четыре импульса, длительностью 0.5 мкс. Время прихода второго, третьего и четвертого импульса, относительно первого составляет 1, 3.5 и 4.5 мкс соответственно.

Блок данных занимает во времени 112 мкс, что при скорости передачи данных в 1 Мбит/с, позволяет передать 112 бит данных. Для кодирования данных используется фазо-импульсная модуляция (PPM - pulse position modulation). Суть данной модуляции заключается в том, что биты 0 и 1 кодируются разным временем начала импульса относительно синхронизирующего импульса.

Массив данных для передачи сигнала, в котором закодирована последовательность 8D7C6D2B2058F6B9CF9820000000, может быть создан в следующем виде.

% Создание сигнала

% установка параметров сигнала

Fsample = 4e6; % частота дискретизации 100 МГц

Tstartdelay = 20e-6; %задержка перед началом сигнала

Ton = 0.5e-6; % время наличия сигнала преамбулы

T1delay = 0.5e-6; % временной промежуток после первого импульса

T2delay = 2e-6; % временной промежуток после второго импульса

T3delay = 0.5e-6; % временной промежуток после третьего импульса
T4delay = 3e-6; % задержка после последнего импульса преамбулы
Level = 1; % уровень сигнала
T5data = 112e-6; % время передачи данных

% расчет времени дискретизации

Tsample = 1/Fsample;

% расчет необходимого числа точек дискретизации

Sstartdelay = int32(Tstartdelay / Tsample);

Son = int32(Ton / Tsample);

S1delay = int32(T1delay / Tsample);

S2delay = int32(T2delay / Tsample);

S3delay = int32(T3delay / Tsample);

S4delay = int32(T4delay / Tsample);

S5data = int32(T5data / Tsample);

% создание огибающей сигнала

Estartdelay = zeros(1, Sstartdelay);

Eon = ones(1, Son);

E1delay = zeros(1, S1delay);

```

E2delay = zeros ( 1, S2delay);

E3delay = zeros ( 1, S3delay);

E4delay = zeros( 1, S4delay );

E5data = ones (1, S5data);

MessageBinary = hexToBinaryVector ('8D7C6D2B2058F6B9CF9820000000');

for i=1:112

    if MessageBinary(1,i) == true

        E5data(1,i*4-3:i*4-2)=1;

        E5data(1,i*4-1:i*4)=0;

    else

        E5data(1,i*4-3:i*4-2)=0;

        E5data(1,i*4-1:i*4)=1;

    end;

end;

% сборка формы сигнала

PulseEnvelope = [Estartdelay...

Eon E1delay ...

    Eon E2delay ...

    Eon E3delay ...

    Eon E4delay ...

```

E5data];

time=0.25e-6:0.25e-6:140e-6; % задание вектора времени

ArbQ = 0 .* PulseEnvelope; % задание квадратурной составляющей

ArbI = 1 .* PulseEnvelope; % задание синфазной составляющей

Для моделирования сигнала, была написана программа для управления векторным генератором сигналов Rohde & Schwarz SMU200. Листинг программы приведен в Приложении Д.

Для обработки сигнала, поступающего с детектора, используется высокоомный вход высокоскоростного аналого-цифрового преобразователя от компании National Instruments. Оцифровка производится со скоростью 4 Мвыб/с, что позволяет выделить по 2 отсчета на каждый логический уровень в принятых данных и тем самым снизить неточность определения бита.

Программа в среде LabView построена по типу условных циклов. Первым действием является конфигурация аналого-цифрового преобразователя, у которого настраивается высокоомный вход, ширина полосы пропускания 35 МГц, связь по постоянному току. Кроме того, настраивается скорость оцифровки и срабатывание триггера, который настроен на срабатывание по фронту входящего сигнала, а уровень срабатывания задается вручную в зависимости от величины помех, присутствующих в зоне наблюдения.

После завершения выборки по срабатыванию триггера, проводится усреднение принятых отсчетов и формирование логических уровней сигналов, данный подход можно считать оправданным, поскольку уровень преамбулы и информационной посылки различается на 1 – 2 дБ. [13]

Принятый сигнал по уровню триггера сравнивается с заданными логическими уровнями преамбулы и при совпадении проходит в часть, которая отвечает за декодирование сигнала. Далее происходит определение бит, стоящих

в позициях для получения двоичного кода, который затем переводится в шестнадцатеричную систему исчисления и отправляется в виртуальный последовательный порт компьютера, с которого считывается информация одной из программ для расшифровки полученных сообщений, умеющих работать с последовательным портом компьютера.

В интернете существует достаточно много как платных, так и бесплатных программ для расшифровки полученных кодов, поэтому написание аналогичной программы нецелесообразно.

Алгоритм работы программы представлен на блок-схеме на рисунке 5.1.

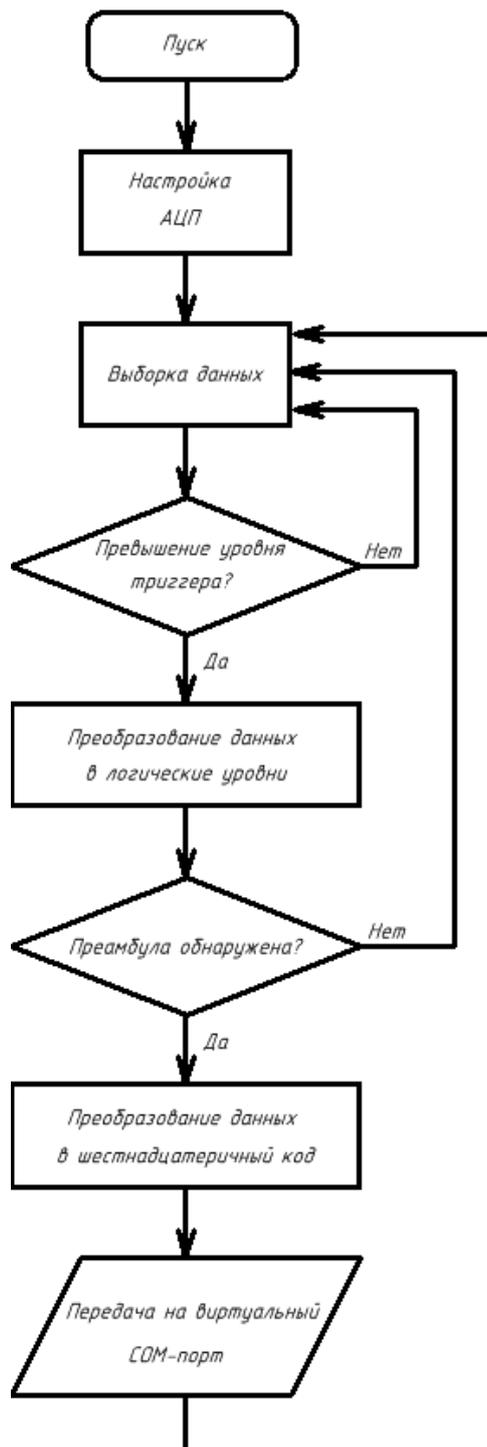


Рисунок 5.1 – Блок-схема алгоритма обработки сигнала ADS-B

На рисунке 5.2 показан интерфейс приложения, состоящий из окна обзора принятого сигнала, сигнализатора распознавания преамбулы, окна установки триггера срабатывания, окна выбора виртуального порта и окна вывода передаваемой информации.

Рисунок 5.3 демонстрирует сигнал, принятый собранной системой на выходе детектора. Первые четыре импульса сигнала являются преамбулой, последующие же информационными битами, согласно составу сигнала, приведенному выше.

На рисунке 5.4 показан приемник в сборе. В его состав входят: два широкополосных усилителя, два фильтра с двойными комплементарными резонаторами и детектор.

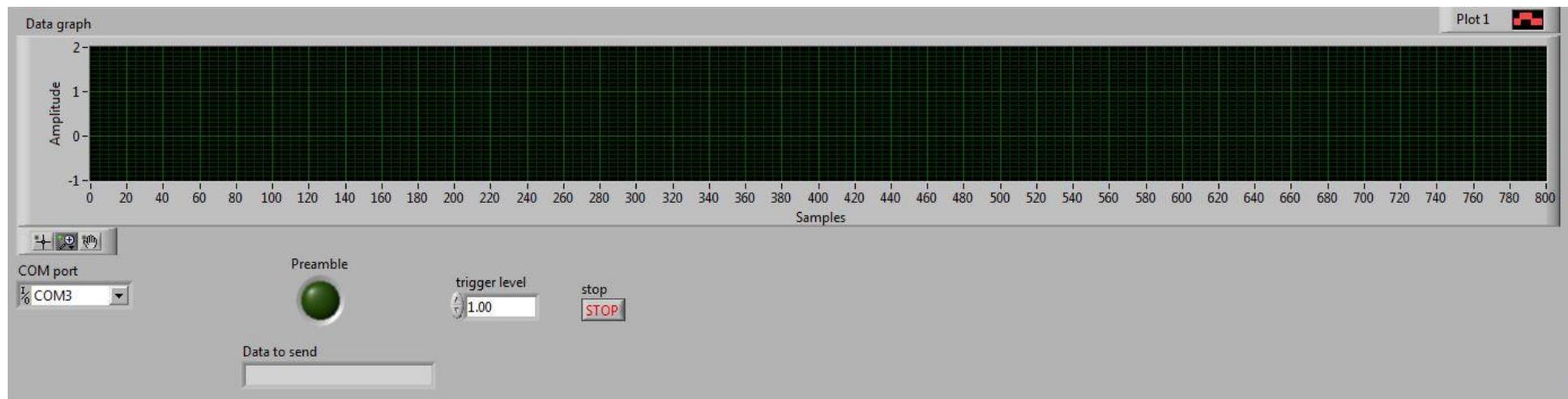


Рисунок 5.2 – Интерфейс приложения в среде LabView

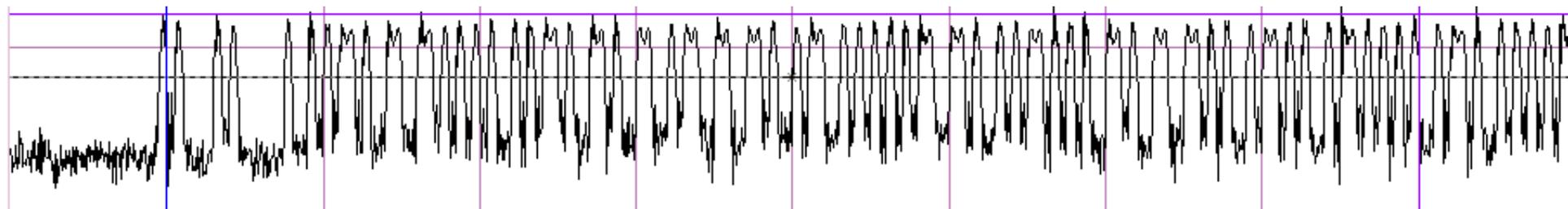


Рисунок 5.3 – Принятый сигнал стандарта ADS-B

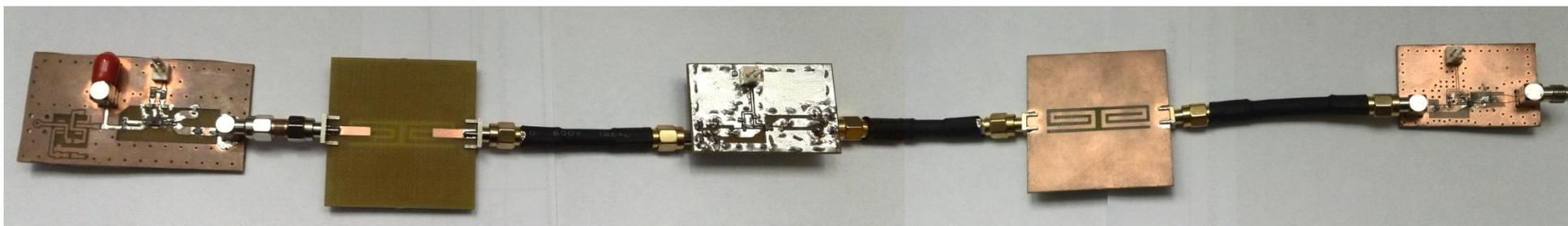


Рисунок 5.4 – Сборка прототипа приемника

6. МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЯ

6.1 Методика измерения диаграммы направленности антенны в безэховой камере

При выполнении исследований необходимо исключить переотражение волн и искажение результатов измерений, для чего исследуемая антенна должна находиться в безэховой камере, как показано на рисунке 6.1, или на открытой площадке. В случае открытой площадки высота подвеса антенн должна исключать появление отражений от подстилающей поверхности, а в безэховой камере поверхность стен, пола и потолка должна быть покрыта радиопоглощающим материалом. [14]

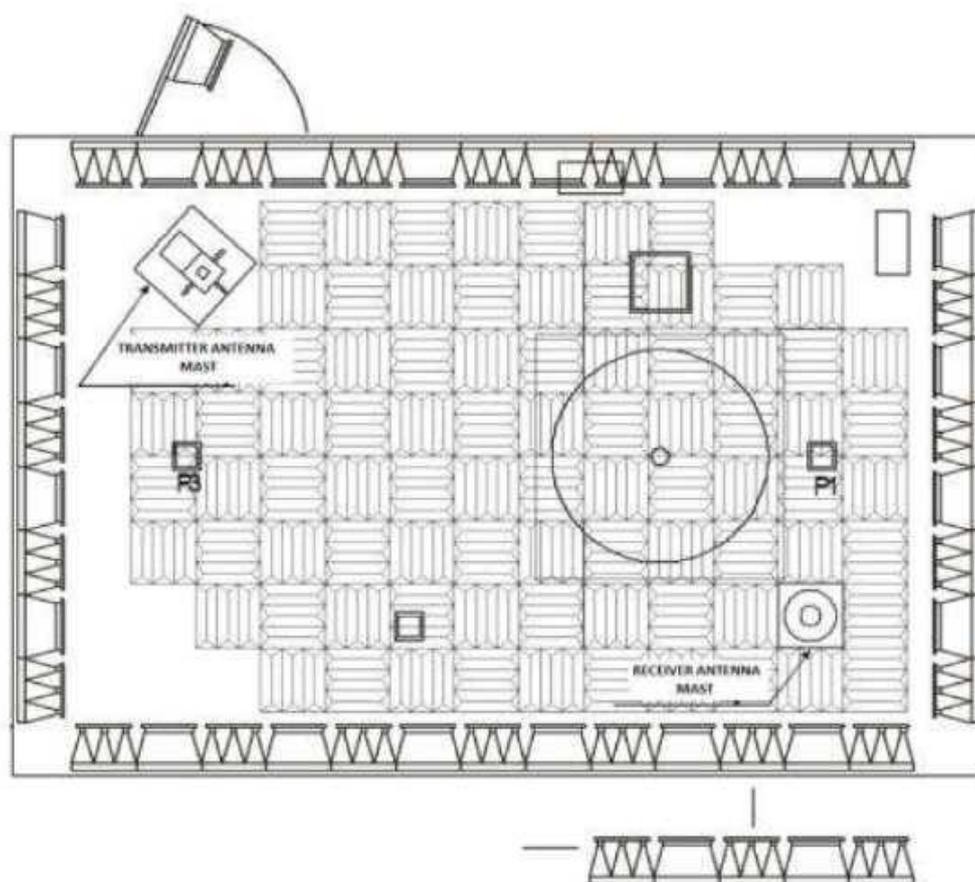


Рисунок 6.1 - Схема элементов стенда и метод, выстилки пола камеры абсорбирующим материалом.

Для измерительного стенда антенн в безэховой камере требуется, чтобы пол камеры был выстелен поглощающим материалом. Если частоты, на которых проводятся измерения охватывают диапазон ниже 500 МГц, необходимо поставить панели с ферритовыми плитками на полу, а затем уложить IP-045C поглотители на них. Для измерений на частотах свыше 500 МГц, достаточно уложить на пол IP-045C поглотители без ферритовых панелей. Расположение отдельных элементов измерительного тракта и абсорбирующих материалов показано на рисунке 6.1. Во время подготовки, все элементы передающей и приемной частей должны быть подключены в соответствии со схемой измерений. [15]

Перед началом измерений, требуемая температура и влажность должны быть стабилизированы в камере и измерительно-контрольной комнате. Для этого, система кондиционирования воздуха в камере и аппаратной, а также устройств, которые будут использоваться во время измерений, должна быть запущена по крайней мере, за один час до начала измерений. Если это возможно, дополнительная циркуляция воздуха должна быть ограничена, т. е. главный вход, сервисная дверь камеры и двери подсобных помещений должны быть закрыты.

Перед измерениями, необходимо проверить, какой тип измерительного стенда может быть использован для тестирования антенны. Для этой цели необходимо определить критическое расстояние до дальней зоны. Установка антенны на расстоянии, большем, чем критическое расстояние будет обеспечивать облучение приемной антенны полем с плоской однородной волной. Вспомогательная антенна должна всегда служить передающей, а тестовая - приемной антенной.

Дальняя зона антенны (зона Фраунгофера) — область, в которой плотность потока энергии излучения обратно пропорциональна квадрату расстояния от антенны. [16]

В дальней зоне направленные свойства антенны (диаграмма направленности) зависят только от углового направления, в отличие от ближней зоны, где направленные свойства определяются законами геометрической оптики.

Когда говорят о диаграмме направленности антенны, то обычно подразумевают диаграмму направленности антенны в дальней зоне.

Граница дальней зоны определяется соотношением размеров антенны и длины волны:

$$r \geq 2 \frac{D^2}{\lambda},$$

где r - расстояние от фазового центра антенны; D - максимальный габаритный размер антенны (размер апертуры); λ - длина волны.

6.2 Методика измерения параметров фильтров и усилителей

Анализаторы электрических цепей предназначены для оценки полного сопротивления или характеристик рассеяния и отражения активных и пассивных схем, таких как усилители, преобразователи частоты, антенные коммутаторы, фильтры, коммутационные устройства, аттенюаторы и многие другие компоненты, используемые в различных схемах.

Векторные анализаторы электрических цепей (VNA) являются наиболее мощными в своей группе, так как они измеряют и показывают полный набор амплитудных и фазовых характеристик схемы. К этим параметрам относятся: S-параметры, передаточные функции, амплитуда и фаза, коэффициент стоячей волны (КСВ), вносимое затухание или усиление, ослабление, групповая задержка, потери на отражение или коэффициент отражения.

В таблице 6.1 представлены различные типы калибровки векторных анализаторов цепей и области их применения.

Таблица 6.1

Типы калибровки

Тип калибровки	Стандарт	Измеряемые параметры	Вид устраняемой ошибки	Общая точность	Применение
Нормирование коэффициента отражения	Холостой ход или короткое замыкание	S_{11} (или S_{22}, \dots)	Несоответствие коэффициентов отражения эталонного и тестирующего приемников	Низкая/средняя	Измерение коэффициента отражения на любом порте
Нормирование коэффициента передачи	Проходной	S_{12}, S_{21} (или S_{13}, \dots)	Несоответствие коэффициентов передачи эталонного и тестирующего приемников	Средняя	Измерения коэффициента передачи в любом направлении и при любой комбинации портов
Полная калибровка для одного порта	Холостой ход, короткое замыкание и согласованная нагрузка	S_{11} (или S_{22}, \dots)	Несоответствие коэффициентов отражения эталонного и тестирующего приемников, Ошибка согласования источника, Ошибка ответвления	Высокая	Измерение коэффициента отражения на любом порте
Калибровка однонаправленная двухпортовая	Холостой ход, короткое замыкание, согласованная нагрузка, проходное	S_{12}, S_{21} (или S_{22}, \dots)	Несоответствие коэффициентов отражения эталонного и тестирующего приемников, Ошибка согласования источника, Ошибка ответвления, Несоответствие коэффициентов передачи эталонного и тестирующего приемников	Средняя/высокая	Однонаправленный коэффициент передачи в любом направлении и при любой комбинации портов

Для проведения измерений использовался векторный анализатор цепей FSH8 от компании Rohde & Schwarz.

Перед проведением измерений необходимо откалибровать прибор, для этого используется встроенный мастер калибровки. Оператору прибора необходимо по указанию внутренней программы калибровки подключать последовательно к портам согласованную нагрузку, нагрузку холостого хода и короткозамкнутую нагрузку, а так же соединение портов на проход. Такой тип калибровки позволяет проводить как однопортовые измерения (коэффициенты отражения), для калибровки которых требуются короткозамкнутая нагрузка или

нагрузка холостого хода, так и двухпортовые измерения (коэффициенты передачи), для которых требуется калибровка портов на проход.

Для усилителей важнейшими параметрами являются коэффициент усиления и коэффициенты отражения от входа и выхода.

Для фильтров измеряются коэффициент передачи на рабочей частоте, ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ, коэффициент отражения по входу, а так же измеряется гарантированное затухание в полосе задерживания.

При правильно проведенной калибровке, измерения не занимают много времени, а кроме того, позволяют провести измерение всех интересующих параметров в автоматическом режиме, выводя на экран такие значения, как, например вносимое затухание в полосе пропускания и определить ширину полосы пропускания.

6.3 Методики измерения коэффициента шума

Измерение коэффициента шума усилителей возможно проводить несколькими методами.

1) Метод удвоения мощности генератора [17]

Первое измерение, с помощью анализатора спектра, проводится, когда к входу усилителя подключена согласованная нагрузка, температура которой считается равной 290 К. Затем подключается генератор синусоидальных сигналов, а его выходная мощность устанавливается так, чтобы уровень сигнала увеличился на 3 дБ. При известной мощности на выходе генератора и ширине полосы пропускания, возможно вычислить коэффициент шума по формуле:

$$F = \frac{P_{\text{ГЕН}}}{kT_0B}, \quad (6.1)$$

где F – коэффициент шума, $P_{ГЕН}$ – мощность на выходе генератора, k – постоянная Больцмана $11.38 \cdot 10^{-23} \frac{Дж}{К}$, T_0 – шумовая температура (290 К), B – полоса пропускания идеального прямоугольного полосового фильтра.

Данный метод позволяет определять коэффициент шума, не измеряя коэффициент усиления устройства, однако не гарантирует точность измерений, поскольку разные устройства для измерения мощности, такие как широкополосные измерители мощности и анализаторы спектра по-разному влияют смесь сигнала и шума. Кроме того, следует пересчитывать полосу пропускания измерительного в полосу пропускания идеального фильтра, таким образом, погрешность измерения данным методом велика.

2) Метод прямого измерения коэффициента шума [18]

Данный метод так же используется при измерении больших значений коэффициента шума. Выходная мощность устройства измеряется, когда к его входу подключена согласованная нагрузка, имеющая температуру порядка 290 К. При известных коэффициенте усиления устройства и полосе пропускания измерительной системы, коэффициент шума определяется как:

$$NF \text{ дБ} = P_{OUT} \text{ дБм} - (-174 + 10 \cdot \log_{10} \frac{B}{1 \text{ Гц}} + G[\text{дБ}]), \quad (6.2)$$

где P_{OUT} – общая мощность на выходе тестируемого устройства, G – коэффициент усиления тестируемого устройства, -174 дБ – мощность, генерируемая нагрузкой в 50 Ом при температуре 290 К в полосе 1 Гц.

Данный метод требователен к характеристикам анализатора спектра, кроме того, при низких значениях коэффициента усиления и коэффициента шума, невозможно будет провести измерение, поскольку анализатор должен обладать низкими собственными шумами. Например, «если усилитель имеет усиление 8,0 дБ и коэффициент шума 1,8 дБ, то при помощи обычного анализатора спектра с высокими характеристиками измерить такой коэффициент шума, пользуясь

описанным методом, невозможно: ведь анализатор спектра должен будет измерить шум на уровне $-164,2$ дБм/Гц». [18]

3) Оставшиеся методы относятся к методам с использованием калиброванных источников шума, в которых уже и делятся на метод измерения коэффициента шума без коррекции второго каскада и с коррекцией второго каскада.

Коррекция второго каскада предназначена для учета собственных шумов измерительной системы и, соответственно, вводится операция калибровки, после которой можно провести самые точные измерения коэффициента шума.

7. СОСТАВЛЕНИЕ ПЛАНА РАБОТ

Составление плана предстоящих работ позволяет спланировать время, отведенное на реализацию проекта, кроме того, дает возможность параллельно решать несколько задач, что важно при работе в сжатые сроки. Подробный план, кроме того способствует возвращению к этапам, во время которых решались длительные задачи, не зависящие от исполнителя, такие как заказ и получение компонентов, которые могут занимать довольно длительное время. План на проведение работ по созданию приемника-декодера ADS-B приведен в таблице 7.1.

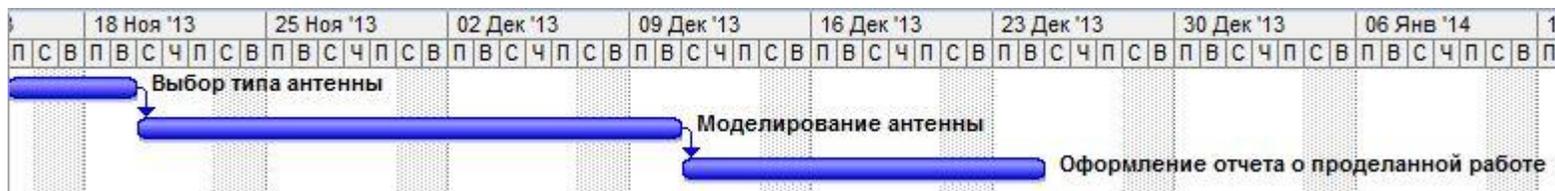
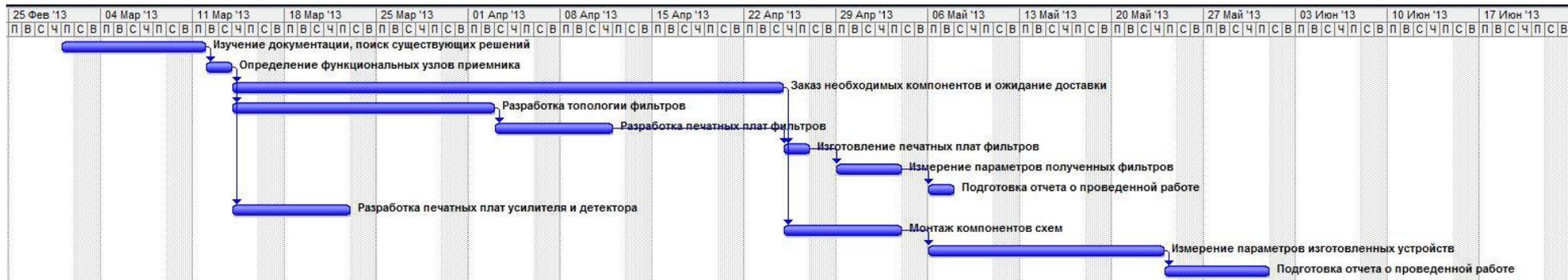
Таблица 7.1

План работ по разработке приемника-декодера ADS-B

Ид.	Название задачи	Длительность	Начало	Окончание
1	Изучение документации, поиск существующих решений	7 дней	Пт 01.03.13	Пн 11.03.13
2	Определение функциональных узлов приемника	2 дней	Вт 12.03.13	Ср 13.03.13
3	Заказ необходимых компонентов и ожидание доставки	30 дней	Чт 14.03.13	Ср 24.04.13
4	Разработка топологии фильтров	14 дней	Чт 14.03.13	Вт 02.04.13
5	Разработка печатных плат фильтров	7 дней	Ср 03.04.13	Чт 11.04.13
6	Изготовление печатных плат фильтров	2 дней	Чт 25.04.13	Пт 26.04.13
7	Измерение параметров полученных фильтров	5 дней	Пн 29.04.13	Пт 03.05.13
8	Подготовка отчета о проведенной работе	2 дней	Пн 06.05.13	Вт 07.05.13
9	Разработка печатных плат усилителя и детектора	7 дней	Чт 14.03.13	Пт 22.03.13
10	Монтаж компонентов схем	7 дней	Чт 25.04.13	Пт 03.05.13
11	Измерение параметров изготовленных устройств	14 дней	Пн 06.05.13	Чт 23.05.13
12	Подготовка отчета о проведенной работе	6 дней	Пт 24.05.13	Пт 31.05.13
13	Изучение способов формирования ADS-B сигналов	5 дней	Пн 02.09.13	Пт 06.09.13
14	Изучение программ управления генератором сигналов	3 дней	Пн 09.09.13	Ср 11.09.13
15	Составление программы формирования тестового сигнала	5 дней	Чт 12.09.13	Ср 18.09.13
16	Изучение теории работы логарифмических детекторов	4 дней	Чт 19.09.13	Вт 24.09.13
17	Разработка схемы логарифмического детектора	3 дней	Ср 25.09.13	Пт 27.09.13
18	Изготовление печатной платы детектора	2 дней	Пн 30.09.13	Вт 01.10.13
19	Заказ и ожидание компонентов	30 дней	Ср 25.09.13	Вт 05.11.13
20	Выбор платформы для реализации декодера	15 дней	Ср 02.10.13	Вт 22.10.13
21	Написание программы декодирования	10 дней	Ср 23.10.13	Вт 05.11.13
22	Изготовление прототипа декодера	3 дней	Ср 06.11.13	Пт 08.11.13
23	Измерение параметров детектора	2 дней	Пн 11.11.13	Вт 12.11.13
24	Подготовка отчета о проведенной работе	2 дней	Ср 13.11.13	Чт 14.11.13
25	Выбор типа антенны	3 дней	Пт 15.11.13	Вт 19.11.13
26	Моделирование антенны	15 дней	Ср 20.11.13	Вт 10.12.13

Ид.	Название задачи	Длительность	Начало	Окончание
27	Оформление отчета о проделанной работе	10 дней	Ср 11.12.14	Вт 24.12.14
28	Изготовление прототипа антенны	3 дней	Пн 20.01.14	Ср 22.01.14
29	Измерение характеристик прототипа	2 дней	Чт 23.01.14	Пт 24.01.14
30	Моделирование и изготовление отражателя	2 дней	Пн 27.01.14	Вт 28.01.14
31	Измерение параметров	1 день	Ср 29.01.14	Ср 29.01.14
32	Оформление отчета о проделанной работе	1 день	Чт 30.01.14	Чт 30.01.14
33	Изучение материала по малошумящим усилителям	3 дней	Пт 31.01.14	Вт 04.02.14
34	Заказ компонентов	4 дней	Ср 05.02.14	Пн 10.02.14
35	Разработка печатной платы	3 дней	Ср 05.02.14	Пт 07.02.14
36	Изготовление печатной платы МШУ	2 дней	Вт 11.02.14	Ср 12.02.14
37	Изготовление малошумящего усилителя	2 дней	Чт 13.02.14	Пт 14.02.14
38	Измерение параметров и настройка	5 дней	Пн 17.02.14	Пт 21.02.14
39	Разработка схемы инжектора питания	2 дней	Пн 24.02.14	Вт 25.02.14
40	Изготовление прототипа платы инжектора	2 дней	Ср 26.02.14	Чт 27.02.14
41	Монтаж компонентов	2 дней	Пт 28.02.14	Пн 03.03.14
42	Измерение параметров инжектора	1 день	Вт 04.03.14	Вт 04.03.14
43	Подготовка отчета о работе	2 дней	Ср 05.03.14	Чт 06.03.14
44	Исследование новых типов фильтров	7 дней	Пт 07.03.14	Пн 17.03.14
45	Моделирование фильтра	3 дней	Вт 18.03.14	Чт 20.03.14
46	Изготовление прототипа фильтра	2 дней	Пт 21.03.14	Пн 24.03.14
47	Измерение параметров прототипа	2 дней	Вт 25.03.14	Ср 26.03.14
48	Подготовка отчета о проделанной работе	3 дней	Чт 27.03.14	Пн 31.03.14
49	Подготовка статьи по фильтрам	5 дней	Вт 01.04.14	Пн 07.04.14
50	Запас времени на непредвиденные обстоятельства	14 дней	Вт 08.04.14	Пт 25.04.14
51	Написание пояснительной записки	30 дней	Пн 28.04.14	Пт 06.06.14

Кроме того, для отслеживания работ находит свое применение диаграмма Ганта, которая позволяет связать между собой события в графическом отображении, с указателями связей между теми или иными событиями. Результаты составления диаграммы Ганта по таблице 7.1 представлены на рисунке 7.1.



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результатом данного проекта явилось создание прототипа приемника-декодера ADS-B. В ходе сбора информации о данном стандарте был рассчитан канал линии связи «вниз» для определения требований к приемнику, исходя из нормативных документов, которыми руководствуются при создании оборудования, устанавливаемого на воздушные суда и диспетчерские станции.

Предложена структурная схема устройства, которая позволяет уменьшить вносимый элементами приемника шум в полезный сигнал, кроме того, не требуется введение смесителя и гетеродина, который может так же существенно уменьшить отношение сигнал-шум.

Предлагаются схемы и модели устройств, входящих в состав приемника. Приводятся прототипы печатных плат для исследования отдельных элементов, которые могут быть использованы, в том числе и при реализации других проектов в будущем. Данные устройства выполнены на современной компонентной базе, что позволяет получать хорошие характеристик устройств, в том числе и массогабаритные за счет использования элементов для поверхностного монтажа.

В ходе работы над устройствами фильтрации, была предложена новая топология полосно-пропускающего микрополоскового фильтра на двойном комплементарном спиральном резонаторе. По результатам исследования данной топологии была написана статья, в настоящий момент ожидающая публикации в сборнике Международной Крымской конференции «КрыМиКо-2014», кроме того, результаты работы над элементами приемника в виде статьи были отправлены на областной конкурс НИРС «Научный Олимп».

При производстве прототипов было освоено изготовление печатных плат на фрезерном станке с ЧПУ. Данный способ прототипирования зарекомендовал себя, как обеспечивающий высокую точность, простоту и скорость исполнения прототипов и так же может быть использован в дальнейшем для изготовления

прототипов других устройств, в особенности работающих на сверхвысоких частотах.

Программное обеспечение для управления генератором позволяет не только обрабатывать прием сигналов данного формата, но может быть использован и для генерирования любых сигналов, которые необходимо исследовать. В то же время программа для обработки сигналов формата ADS-B может быть логически развита до полноформатного продукта, обеспечивающего индикацию воздушного трафика в зоне наблюдения в реальном времени. Кроме того, возможно портирование данного алгоритма для работы на ПЛИС или микроконтроллерах, что позволит обеспечить универсальность декодера и возможность его использования с любыми требованиями к рабочей станции.

Результаты измеренных в ходе экспериментов характеристик достаточно точно сходятся с данными, полученными при моделировании. Прототипы устройств зачастую не требовали дальнейшей настройки, что обусловлено точностью использованных моделей и программ расчета характеристик.

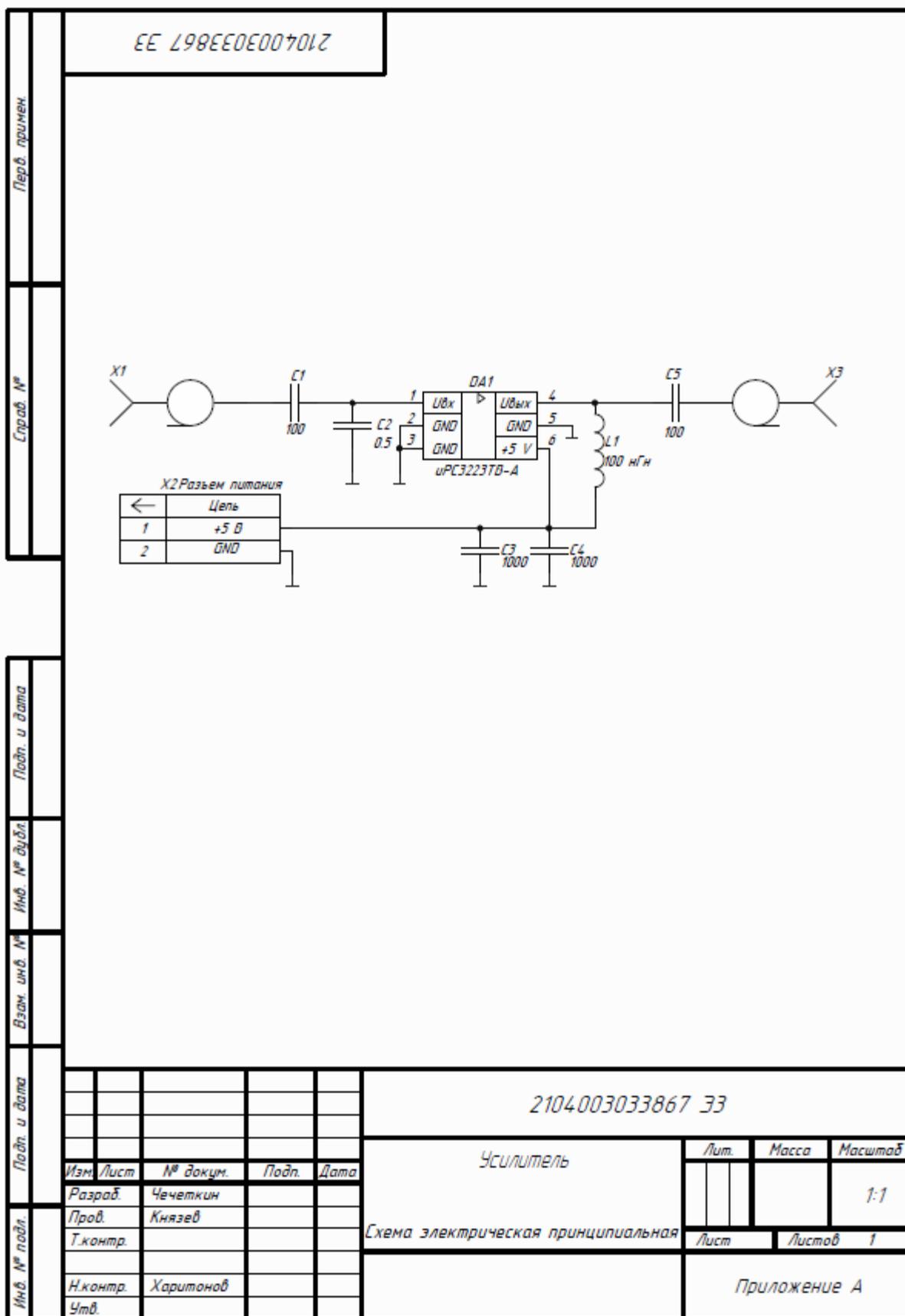
Таким образом, основными результатами работы над данным проектом стали реализованные и экспериментально исследованные широкополосный усилитель, малошумящий усилитель, инжектор питания, логарифмический детектор для обнаружения сигналов, а так же тип фильтров, которые могут найти свое применение и в других устройствах, благодаря своим характеристикам. Кроме того, были реализованы алгоритмы, позволяющие симулировать и обрабатывать сигналы стандарта ADS-B.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <http://adsbradar.ru/ads-b-history-adsbradar-ru>
2. Дос 9824. Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. ISBN 92-9194-324-X
3. Дос 9924. Руководство по авиационному наблюдению. ISBN 978-92-9231-970-0
4. ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения
5. <http://f5ann.pagesperso-orange.fr/AntennePCB-1090MHz/index.html>
6. “A Compact Stepped-Impedance Pseudo-Interdigital Bandpass Filter With Controllable Transmission Zero and Wide Stopband Range” Yi-Ming Chen, Sheng-Fuh Chang, Proceedings of the 39th European Microwave Conference - Italy, 2009
7. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, Wiley, 2004, ISBN 9780471464204, 488 p.
8. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров. США, 1969. Пер. с англ., под ред. А. Е. Знаменского. М., «Сов., радио», 1974.
9. Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот (Обзор) И.Б. Вендик, О.Г. Вендик, Журнал технической физики, том 83, вып. 1, 2013 г.
10. Multiresonator-Based Chipless RFID ISBN 978-1-4614-2094-1 e-ISBN 978-1-4614-2095-8 DOI 10.1007/978-1-4614-2095-8 Springer New York Dordrecht Heidelberg London
11. “Design A Logamp RF Pulse Detector” Eamon Nash, Microwaves & RF, 2000
12. “Detecting Fast RF Bursts Using Log Amps” Yuping Toh, Analog Dialogue, 2002

13. Digital Avionics Systems Conference, 1998. Proceedings., 17th DASC.
The AIAA/IEEE/SAE (Volume:2)
14. Измерение параметров антенн: учебно-методическое пособие / С.Н. Шабунин, Ю.Е. Мительман, Н.С. Князев. Екатеринбург : УрФУ, 2013
15. Antenna Gain Measurement by Comparative Method Using an Anechoic Chamber / R. Przesmycki, M. Wnuk, L. Nowosielski, K. Piwowarczyk, and M. Bugaj. PIERS Proceedings, Moscow, Russia, August 19-23, 2012
16. ГОСТ Р 51317.4.3-99. «Устойчивость к радиочастотному электромагнитному полю. Требования и методы испытаний»
17. Agilent. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements.
Application note 57-1
18. «Коэффициент шума. Практика и теория измерений». Бельчиков С.,
Компоненты и технологии, №5 2004 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ А УСИЛИТЕЛЬ



Подп. и дата	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Инв. № подл.	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Чечеткин			
Пров.	Князев			
Т.контр.				
Н.контр.	Харитонов			
Утв.				

2104003033867 ЭЭ		
Усилитель		
Лит.	Масса	Масштаб
		1:1
Лист		Листов 1
Приложение А		

2.106-A4

Копировал

Формат А4

Инд.№	Подп.	Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	21030 3033867 ПЭЗ												
							Лит.	Лист	Листов										
Инд.№ подл.	Подп. дата	Взам. Инд.№	Инд.№ дубл.	Подп. дата	Инд.№	Наименование	Кол.	Примечание	Поз. обознач.										
										Разработ.	Чечеткин								
										Проб.									
										Н.контр.	Харитонов								
										Этб.	Князев								
																	Широкополосный усилитель		
																	Перечень элементов		
																	Приложение А		
																	ИРИТ-РТФ		
																	каф. ВЧСРТ		
							1												
							Формат А4												
							Копировал												
Инд.№	Подп. дата	Инд.№	Инд.№ дубл.	Подп. дата	Инд.№	Наименование	Кол.	Примечание	Поз. обознач.										
										Индуктивность									
										DA1	uPC3223-TB-A2	1	Renesas Electronics Corporation						
																	Микросхема		
										C3, C4	Чип 0402 - 1000 пФ - 50 В - NPO ±5%	2	YAGEO						
																	Конденсаторы		
										C2	Чип 0402 - 0.5 пФ - 50 В - NPO ±0.1 пФ	1	YAGEO						
																	YAGEO		
										C1, C5	Чип 0402 - 100 пФ - 50 В - NPO ±5%	2	YAGEO						
																	YAGEO		
Инд.№	Подп. дата	Инд.№	Инд.№ дубл.	Подп. дата	Инд.№	Наименование	Кол.	Примечание	Поз. обознач.										
										L1	Чип 0402 - 100 нГн - 300 мА - ±5%	1	YAGEO						
																	Разъемы		
										X1, X3	SMA-11-TGN	2	HUS-TSAN GROUP CO.						
																	YAGEO		
										X2	WF 02M	1	AUK Connector						
																	YAGEO		
																	YAGEO		
																	YAGEO		
																	YAGEO		

2104003033867

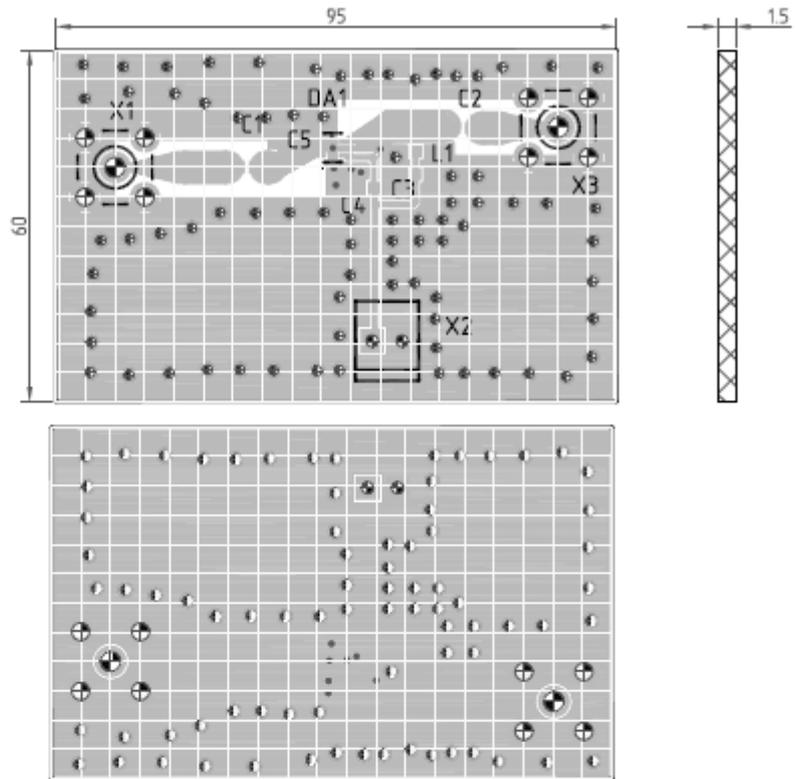


Таблица условных обозначений отверстий

Шаг сетки - 2,5 мм

	Кол.	Размер
	2	φ 1,7
	8	φ 1,5
	2	φ 1
	78	φ 0,8
	7	φ 0,5

Лист. примен.

Сл. №

Подп. и дата

Инд. № дубл

Взам. инв. №

Подп. и дата

Инд. № подл

Изм.	Лист	№ док.	Подп.	Дата
Разраб.	Чечеткин			
Проб.	Князев			
Т.контр.				
Н.контр.	Харитонов			
Утв.				

2104003033867

Усилитель
Плата печатная

Лит.	Масса	Масштаб
		2:1
Лист		Листов 1

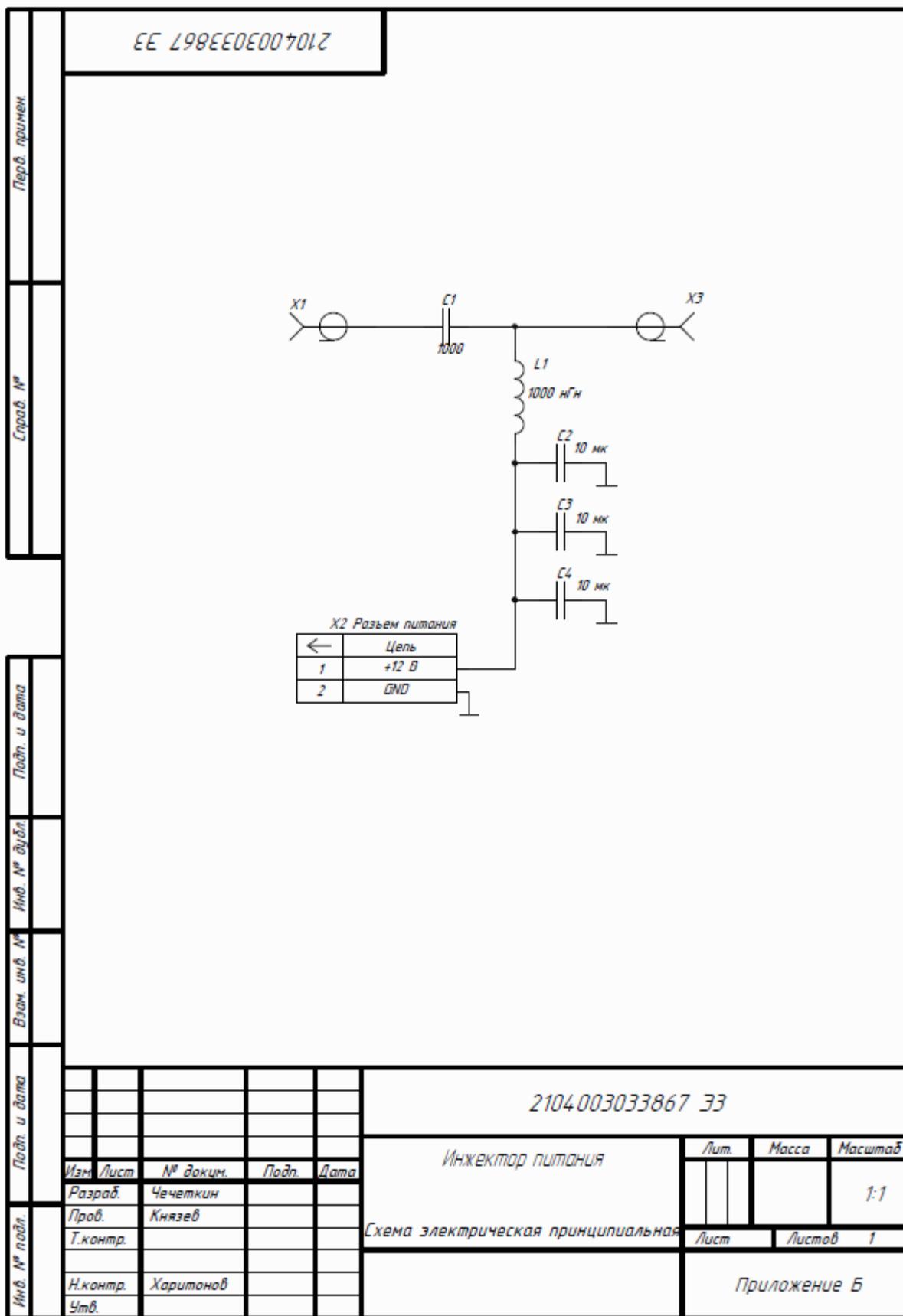
FR-4

Приложение А

Копировал

Формат А4

ПРИЛОЖЕНИЕ Б ИНЖЕКТОР ПИТАНИЯ



2.106-А4

Копировал

Формат А4

2104003033867

Лев. примен.

Справ. №

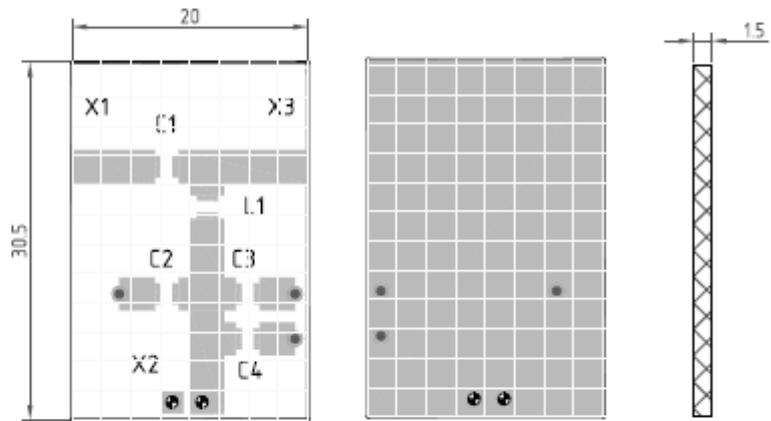
Подп. и дата

Инд. №

Взам. инд. №

Подп. и дата

Инд. №



Шаг сетки - 2,5 мм

Таблица условных обозначений отверстий

	Кол.	Размер
	2	φ 1
	3	φ 0,8

2104003033867

Изм.	Лист	№ док-м.	Подп.	Дата
Разраб.		Чечеткин		
Проб.		Князев		
Т. контр.				
Н. контр.		Харитонов		
Утв.				

Инжектор питания
Плата печатная

Лит. Масса Масштаб

2:1

Лист Листов 1

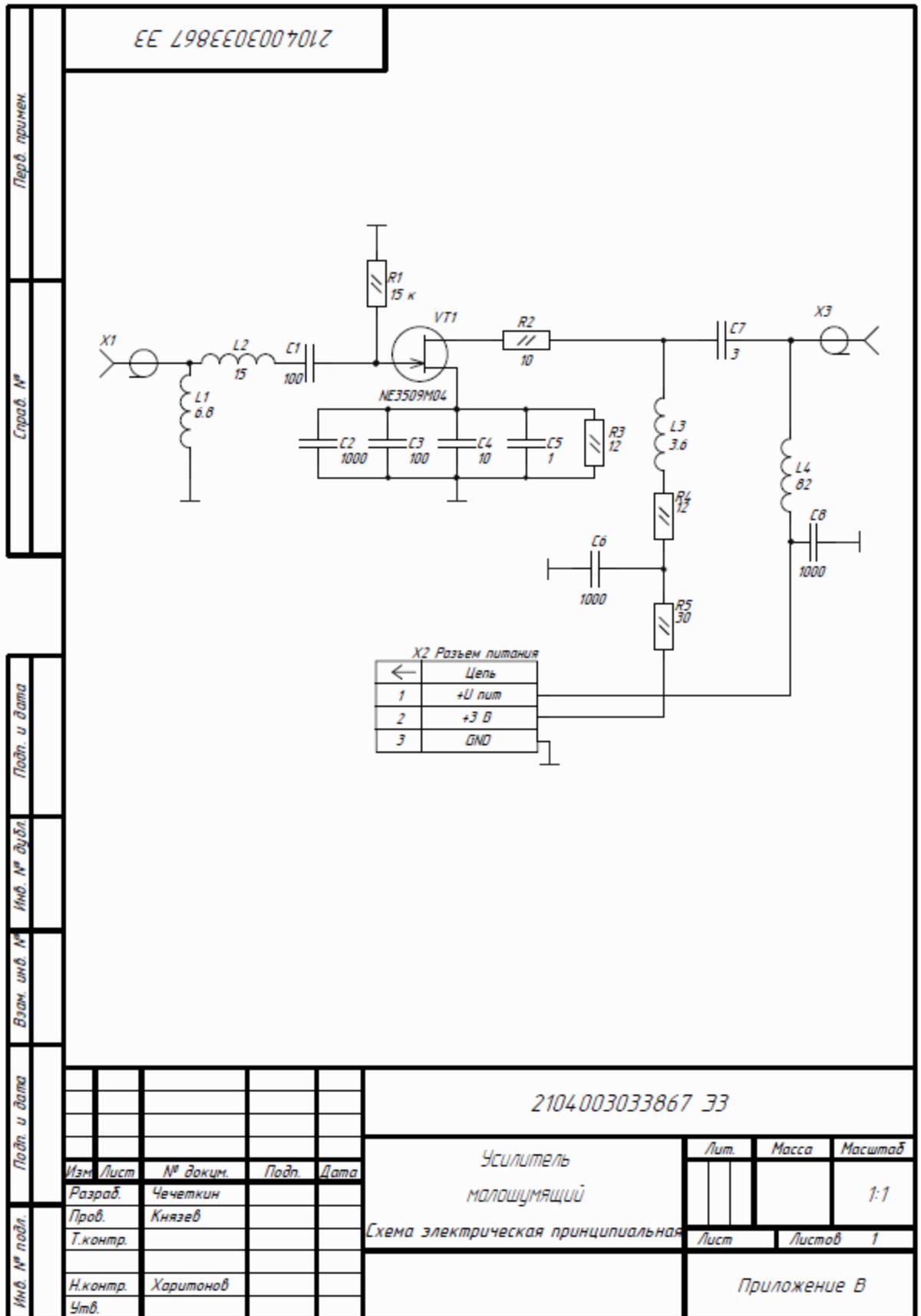
FR-4

Приложение Б

Копиравал

Формат А4

ПРИЛОЖЕНИЕ В МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ



Поз. обознач.	Наименование	Кол.	Примечание				
R3, R4	Чип 0805 - 12 - ±5%	2	YAGEO				
R5	Чип 0805 - 30 - ±5%	1	YAGEO				
<u>Транзистор</u>							
VT1	NE3509M04	1	Renesas Electronics Corporation				
<u>Разъемы</u>							
X1, X3	SMA-10V4-TGN	2	HUS-TSAN GROUP CO.				
X2	PLS-3	1	AUK Connector				
Инд.№ подл.	Подп. и дата						
	Инд.№ дубл.						
	Взам Инд.№						
	Подп. и дата						
	Инд.№ подл.						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	21030 3033867 ПЗЗ		Лист
							2

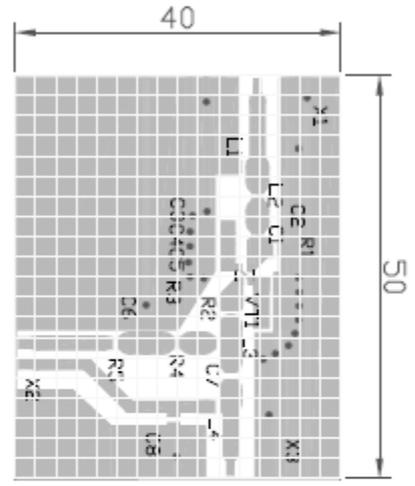
Копировал Формат А4

Изд. № 0010 Подп. и дата Взам. инв. № ИД № 01 0101 Подп. и дата

Сред. №

Лист № 001

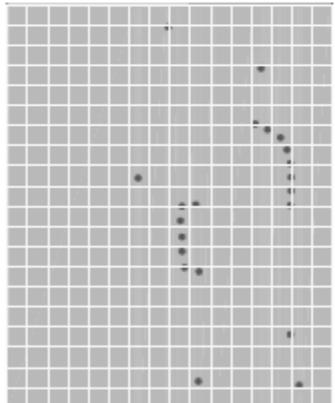
2104003033867



Шир. сетки - 2,5 мм

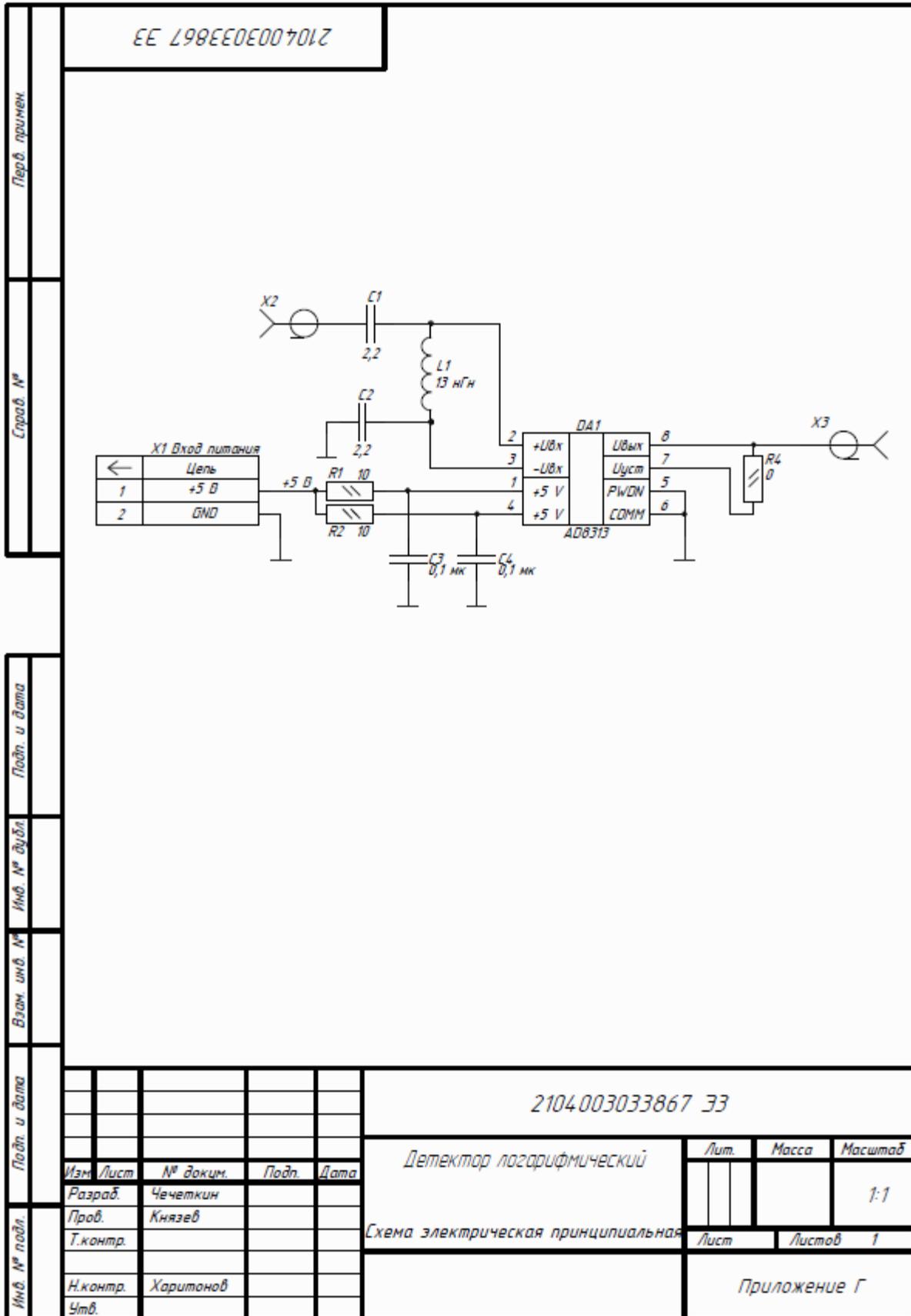
Таблица условных обозначений отверстий

Код	Размер
21	φ 0,8



Изд. № 0010	Подп. и дата	Взам. инв. №	ИД № 01 0101	Подп. и дата	Сред. №	Лист № 001
2104003033867						
Многоуровневый усилитель						
Плата печатная						
Изд. № 0010	Подп. и дата	Взам. инв. №	ИД № 01 0101	Подп. и дата	Сред. №	Лист № 001
FR4						
Приложение В						
Изд. № 0010	Подп. и дата	Взам. инв. №	ИД № 01 0101	Подп. и дата	Сред. №	Лист № 001
2:1						

ПРИЛОЖЕНИЕ Г ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ ДЕТЕКТОР



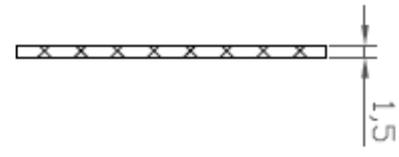
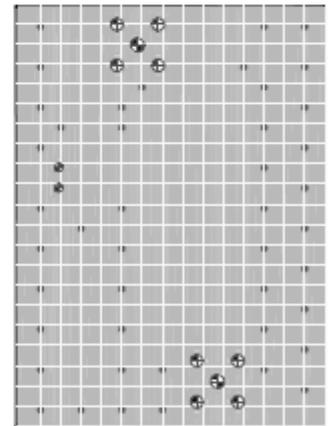
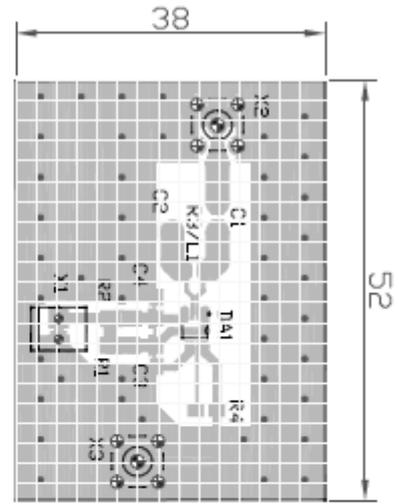
Перв. Примен	Поз. обознач.	Наименование			Кол.	Примечание		
		<u>Конденсаторы</u>						
	C1, C2	Чип 0805 - 2,2 нФ - 50 В - NPO ±0.25 нФ			2	YAGEO		
	C3, C4	Чип 0805 - 0,1 мкФ - 50 В - X7R ±5%			2	YAGEO		
Справ№		<u>Микросхема</u>						
	DA1	AD8313ARMZ			1	Analog Devices		
		<u>Индуктивность</u>						
		L1	Чип 0603 - 13 нГн - 180 мА - ±5%			1	TDK	
Пайли дата		<u>Резисторы</u>						
	R1, R2	Чип 0805 - 10 - ±5%			2	YAGEO		
Инв№ дубл	R3	Чип 0805 - 0 - ±5%			1	YAGEO		
Взак. Инв.№		<u>Разъемы</u>						
Пайли дата	X1, X3	SMA-11-TGN			2	HUS-TSAN GROUP CO.		
Инв№ подл.		21030 3033867 ПЭЗ						
	Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата			
	Разраб.	Чечеткин						
	Пров.							
	Н.контр	Харитонов						
Утв.	Князев							
Логарифмический детектор Перечень элементов Приложение Г						Лит.	Лист	Листов
							1	2
						ИРИТ-РТФ каф. ВЧСРТ		

Копировал

Формат А4

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инд. №	Инд. № подл.	Подп. и дата	Стр. №	Перв. примен.
--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------	---------------

2104003033867



Шаг сетки - 2,5 мм

Таблица условных обозначений отверстий

Код	Размер
2	Ø 1,7
8	Ø 1,5
2	Ø 1
44	Ø 0,8

2104003033867		Лист 1	Классификация
Демонстр. лазерный указатель		Листы	2:1
FR-4		Листов	1
Приложение Г			

ПРИЛОЖЕНИЕ Д ЛИСТИНГ ПРОГРАММЫ УПРАВЛЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОМ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА ADS-B

```
[status, InstrObject] = rs_connect( 'tcpip', '192.168.0.200' );
if( ~status )
    clear;
    disp( 'rs_connect() failed.' );
    return;
end
InstrTargetPath = 'D:\';           % для MS Windows

StartARB        = 1;               % запуск в пути A
KeepLocalFile   = 0;               % сигнал только временно сохраняется
LocalFileName   = 'adsb_mod.wv';   % название локального и удаленного файла
%
%*****
%***
% Создание сигнала
%
%*****
%***
% установка параметров сигнала
Fsample        = 4e6;               % частота дискретизации 100 МГц
Tstartdelay    = 20e-6;
Ton            = 0.5e-6;            % время наличия сигнала преамбулы
T1delay        = 0.5e-6;            % временной промежуток после первого импульса
преамбулы
T2delay        = 2e-6;              % временной промежуток после второго импульса
преамбулы
T3delay        = 0.5e-6;            % временной промежуток после третьего импульса
преамбулы
T4delay        = 3e-6;              % задержка после последнего импульса преамбулы
level          = 1;                 % уровень сигнала
T5data         = 112e-6;            % время передачи данных

% расчет времени дискрета
Tsample = 1/Fsample;

% расчет необходимого числа точек дискретизации
Sstartdelay = int32(Tstartdelay / Tsample);
Son         = int32(Ton / Tsample);
S1delay     = int32(T1delay / Tsample);
S2delay     = int32(T2delay / Tsample);
S3delay     = int32(T3delay / Tsample);
S4delay     = int32(T4delay / Tsample);
```

```

S5data = int32(T5data / Tsample);

% создание огибающей сигнала
Estartdelay = zeros( 1, Sstartdelay);
Eon = ones( 1, Son );
E1delay = zeros ( 1, S1delay);
E2delay = zeros ( 1, S2delay);
E3delay = zeros ( 1, S3delay);
E4delay = zeros( 1, S4delay );
E5data = ones (1, S5data);
MessageBinary = hexToBinaryVector ('8D7C6D2B2058F6B9CF9820000000');
for i=1:112
    if MessageBinary(1,i) == true
        E5data(1,i*4-3:i*4-2)=1;
        E5data(1,i*4-1:i*4)=0;
    else
        E5data(1,i*4-3:i*4-2)=0;
        E5data(1,i*4-1:i*4)=1;
    end;
end;

% сборка формы сигнала
PulseEnvelope = [Estartdelay...
    Eon E1delay ...
    Eon E2delay ...
    Eon E3delay ...
    Eon E4delay ...
    E5data];

% сборка формы сигнала
PulseEnvelope = [Eon E1delay ...
    Eon E2delay ...
    Eon E3delay ...
    Eon E4delay E5data];
ArbQ = 0 .* PulseEnvelope;
ArbI = 1 .* PulseEnvelope;

%
*****
***
% Настройка структуры сигнала
%
*****
***

```

```

IQInfo.I_data      = ArbI;
IQInfo.Q_data      = ArbQ;
IQInfo.comment     = 'ADSB';      % дополнительный комментарий
IQInfo.copyright   = 'Rohde&Schwarz';% поле ввода автора
IQInfo.clock       = Fsample;     % частота дискретизации
IQInfo.no_scaling  = 0;           % автоматическое масштабирование
IQInfo.path        = InstrTargetPath;% путь к инструменту
IQInfo.filename    = LocalFileName; % локальное и удаленное имя файла
fid = fopen('MyData.txt','wt');
fprintf(fid,'%10.10f\n',ArbI);
fclose(fid);

%
*****
***
% Построение графиков
%
*****
***

rs_visualize( Fsample, IQInfo.I_data, IQInfo.Q_data );

%
*****
***
% Настройка инструмента
%
*****
***

% проверка наличия прибора R&S
disp( 'Checking instrument...' );
[status, InstrIDN] = rs_send_query( InstrObject, '*IDN?' );
if( ~status ); clear; return; end
if( isempty( strfind( InstrIDN, 'Rohde&Schwarz' ) ) )
    disp('This is not a Rohde&Schwarz device. ');
    clear; return;
end

% сброс прибора
[status, OPCResponse] = rs_send_query( InstrObject, '*RST; *OPC?' );
if( ~status ); clear; return; end
[status] = rs_send_command( InstrObject, '*CLS' );
if( ~status ); clear; return; end

```

```

% генерация и пересылка файла сигнала
[status] = rs_generate_wave( InstrObject, IQInfo, StartARB, KeepLocalFile );
if( ~status ); clear; return; end

% Применение настроек радиотракта
if( isempty( strfind( InstrIDN, 'AFQ' ) ) && isempty( strfind( InstrIDN, 'AMU' ) ) )

    disp('Setting up RF...');

    % настройка несущей частоты и выходной мощности
    [status, Result] = rs_send_query( InstrObject, 'FREQ 1.090 GHz; *OPC?' );
    if( ~status ); clear; return; end

    [status, Result] = rs_send_query( InstrObject, 'POW -50.0 dBm; *OPC?' );
    if( ~status ); clear; return; end

    % включение выхода
    [status, Result] = rs_send_query( InstrObject, 'OUTP:STAT ON; *OPC?' );
    if( ~status ); clear; return; end

end;

% чтение ошибок инструмента
status = rs_check_instrument_errors( InstrObject );
if( ~status ); clear; return; end

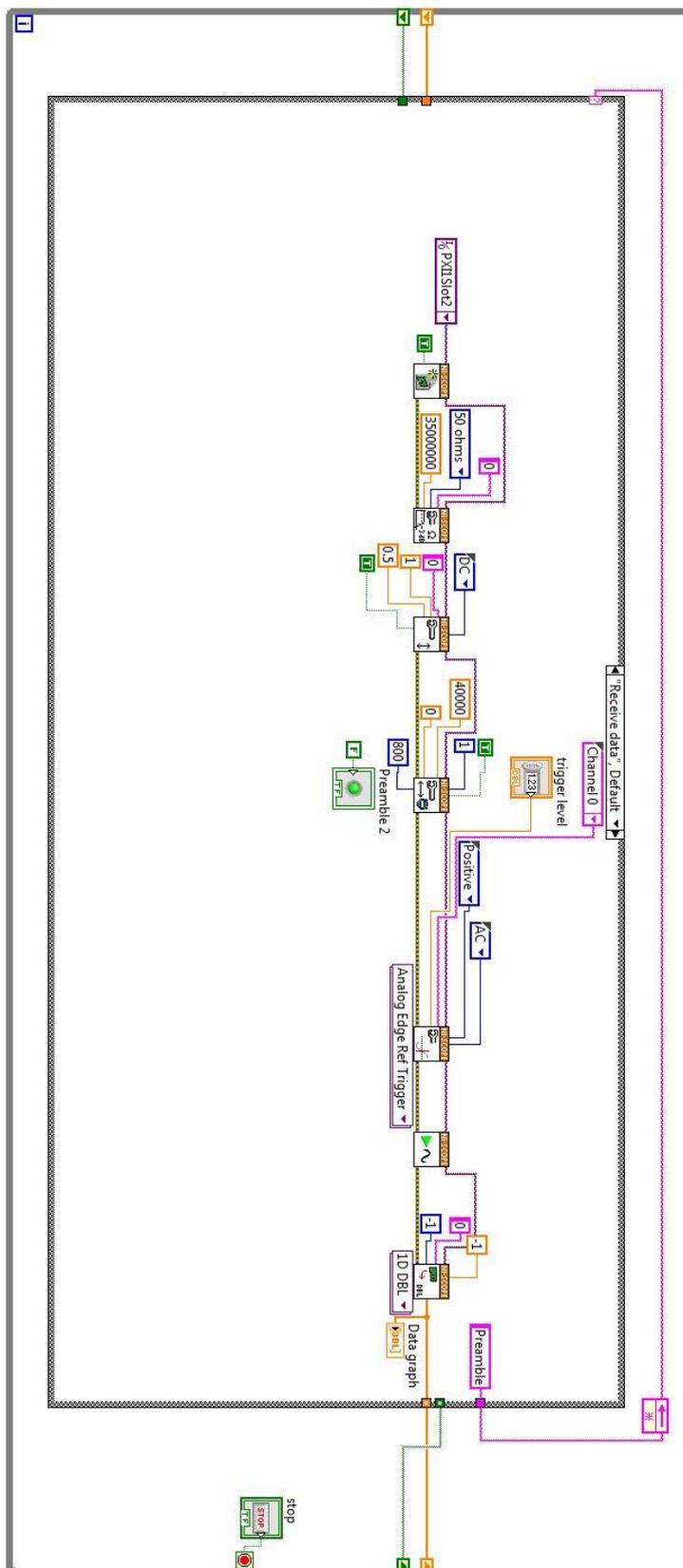
% удаление объекта инструмента
delete( InstrObject );

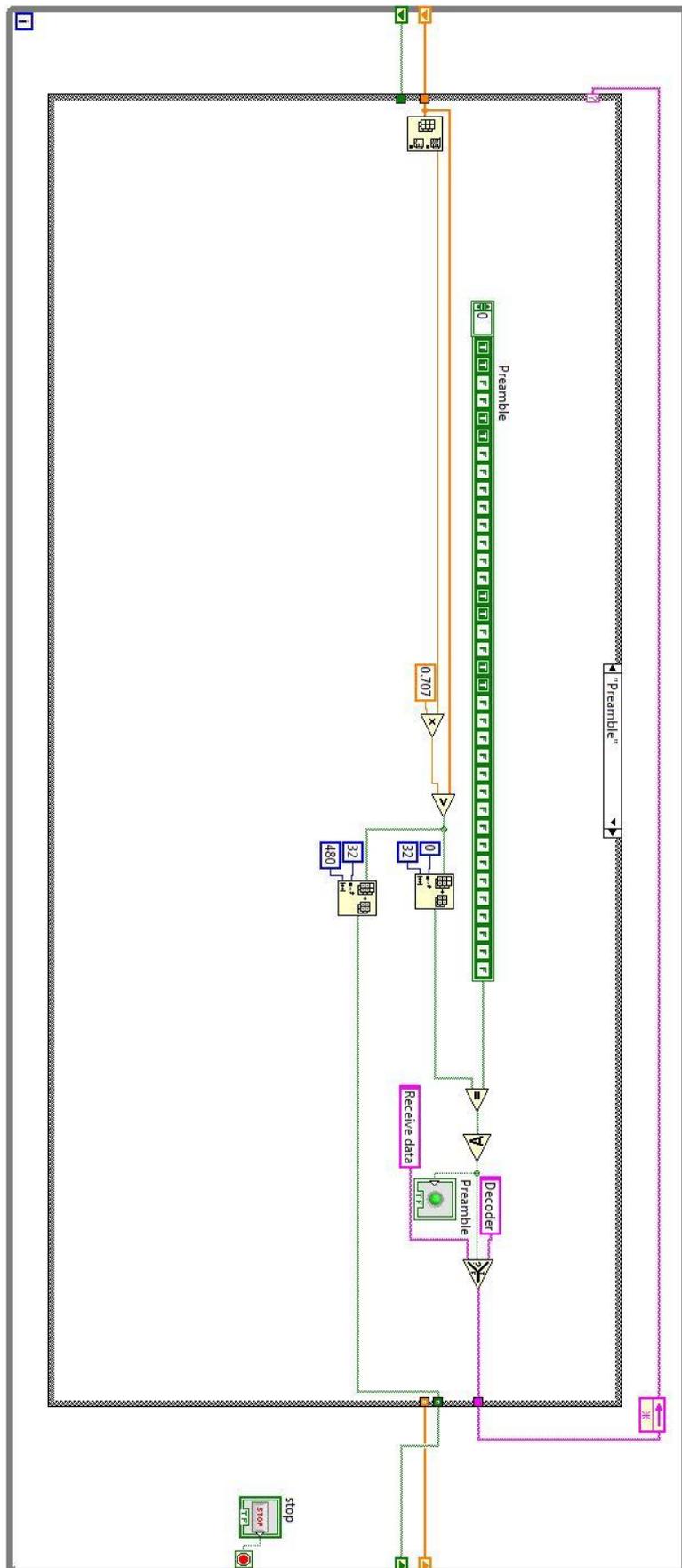
clear variables
clear;

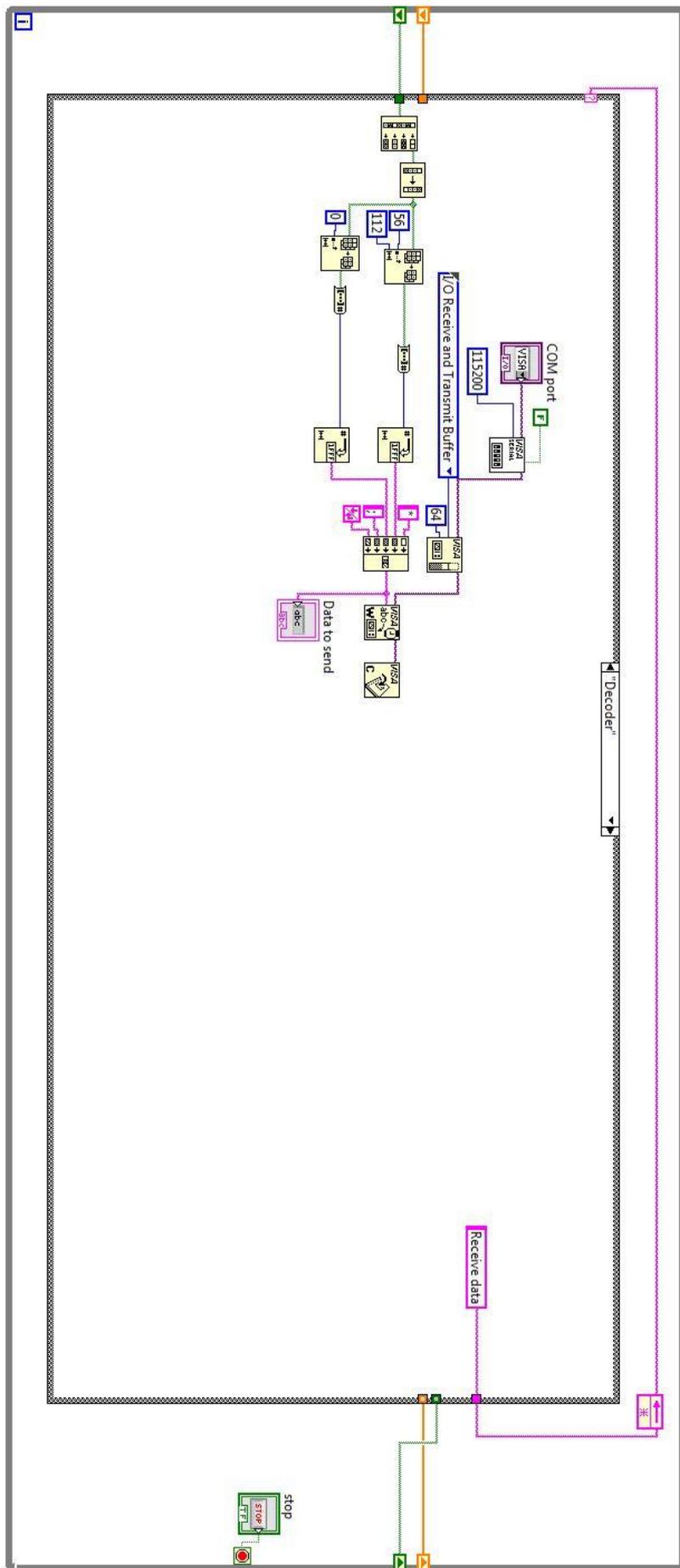
return;

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Е ПРОГРАММА В СРЕДЕ LABVIEW







ПРИЛОЖЕНИЕ Ж ПРЕЗЕНТАЦИЯ