

**Министерство образования Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)**

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)

УТВЕРЖДАЮ

Зав.кафедрой РЗИ

_____ В.И.Ильюшенко

«_»_____2001г.

З А Д А Н И Е

на дипломное проектирование студенту группы 146-1
радиотехнического факультета
Юминову Станиславу Владимировичу

1 Тема проекта : Радиомодем с использованием шумоподобных сигналов
(утверждена приказом по университету от «_»_____2001г. №_____)

2 Срок сдачи законченного проекта «__»июня 2001г.

3 Назначение, область применения.

Радиомодем предназначен для связи двух и более компьютеров через последовательный интерфейс RS-232 в условиях невозможности или невыгодности прокладки кабеля.

4 Исходные данные для проектирования.

4.1 Диксон Р.К.,и др. Широкополосные системы.-М.:ЭКОМ,1979-224с.

4.2 Варакин Л.Е.. Системы связи с шумоподобными сигналами-М: Радио и связь, 1985

5 Стадия разработки по ЕСКД: Эскизный проект (ГОСТ 2.119-73).

6 Технические требования

6.1 Общие требования

6.1.1 Первичный источник питания _____ 12В

6.1.2 Мощность передатчика _____ 1Вт

6.1.3 Форма выходного сигнала _____ ШПС с

ФМ

6.1.4 Амплитуда входного сигнала _____ $\pm 25В$

6.1.5 Скорость передачи данных _____ 10Кбайт/с

6.1.6 тип канала передачи _____ радиоканал

6.1.7 Рабочая частота _____ 900 МГц

6.2 Конструкторские требования.

6.2.1 Общие требования: устройство сопряжения должно быть выполнено в виде переносного прибора с массой не более 0.5 кг.

Конструкторской проработке в проекте подлежит: корпус прибора.

6.3 Технологические требования.

6.3.1 Связь двух радиомодемов осуществить через последовательный интерфейс RS-232.

6.3.2 Связь радиомодема с ЭВМ проводная.

6.3.3 Обеспечить возможность обнаружения ошибок, возникающих при передаче информации.

6.4 Условия эксплуатации.

6.4.1 Общие требования в соответствии с третьей группой ГОСТ 22261-94

6.4.2 Диапазон рабочих температур в $-10^{\circ}\text{C} \dots \dots +40^{\circ}\text{C}$

6.5 Требования к надежности.

6.5.1 Требуемое время безотказной работы не менее 10000 часов.

6.6 Требования к патентной чистоте и конкурентоспособности прибора.

6.6.1 Общие требования в соответствии с ГОСТ 2.119-73

6.6.2 Подлежит проработке в проекте : формуляр патентного поиска на глубину 5 лет по странам: США, РФ, Германия, Япония.

6.7 Требования по технике безопасности и производственной санитарии.

6.7.1 Анализ объективных факторов производственной опасности и вредности,

6.7.2 связанных с разработкой устройства.

6.7.3 Разработка мероприятий по защите от опасных и вредных факторов.

6.7.4 Разработка инструкции по охране труда при изготовлении устройства.

6.8 Требования к технико-экономическим показателям.

6.8.1 Общие требования в соответствии с ГОСТ на эскизный проект.

6.8.2 Подлежит проработке в проекте:

- технико-экономическое обоснование целесообразности разработки;
- организация и планирование комплекса работ, связанных с выполнением эскизного проекта
- расчеты сметы затрат на разработку эскизного проекта;
- расчет экономической эффективности разработки..

6 Документация, подлежащая разработке в проекте.

6.1 Чертежи

Радиомодем, схема электрическая структурная

Радиомодем, схема электрическая принципиальная

Радиомодем, алгоритм работы

6.2 Демонстрационные иллюстрации.

Радиомодем, печатная плата

Пояснительная записка

Введение

Аналитический обзор

Выбор и обоснование структурной схемы и алгоритма работы радиомодема

Выбор , обоснование и расчет принципиальной электрической схемы
Экономическая часть и разработка вопросов безопасности жизнедеятельности
Выводы, рекомендации

Задание принято к исполнению:

Студент группы 146-1

С.В.Юминов

«__» _____ 2001г. _____

Задание согласовано:

Консультант по вопросам охраны труда и техники безопасности

Кодолова Любовь Ивановна, Ст., преподаватель каф. радиоэлектронных технологий
экологического мониторинга(ЭТ и ЭМ)

«__» _____ 2001г. _____

Консультант по организационно - экономическим вопросам

Земцова Людмила Владимировна, доцент каф. Экономики

«__» _____ 2001г. _____

руководитель дипломного проектирования

Карауш Александр Сергеевич

Содержание

- 1 Введение
- 2 Разработка структурной схемы
 - 2.1 Выбор способа расширения спектра сигнала
 - 2.2 Выбор псевдослучайной последовательности
 - 2.3 Выбор вида модуляции
 - 2.4 Разработка структурной схемы передатчика
 - 2.5 Разработка структурной схемы приёмника
- 3 Разработка принципиальной схемы
 - 3.1 Расчёт цифровой части передатчика
 - 3.2 Расчёт аналоговой части приёмника и передатчика
 - 3.3 Расчёт согласованного фильтра
- 4 Патентное исследование
 - 4.1 Задание на проведение патентного поиска
 - 4.2 Сравнительный анализ
- 5 Вопросы безопасности жизнедеятельности
 - 5.1 Анализ объективных факторов производственной опасности на рабочем месте инженера
 - 5.2 Требования безопасности, эргономики и технической эстетики к рабочему месту
 - 5.3 Комплекс защитных мер на рабочем месте
 - 5.4 Инструкция по технике безопасности на рабочем месте
- 6 Разработка организационно-экономических вопросов
 - 6.1 Технико-экономическое обоснование целесообразности разработки устройства
 - 6.2 Сетевое планирование работ
 - 6.3 Расчёт параметров сетевого графика
 - 6.4 Расчёт сметы затрат на разработку
 - 6.5 Оценка эффективности проведённых исследований
- Заключение
- Список использованных источников
- Приложение А Основные параметры приёмника
- Приложение Б Основные параметры передатчика

Введение

Системы передачи информации (СПИ), в настоящее время являются одним из наиболее быстро развивающихся направлений в радиотехнике. Увеличиваются потоки информации и скорости её передачи, повышаются требования к точности и достоверности передаваемой информации, ужесточаются требования по электромагнитной совместимости с другими устройствами и использованию частотного ресурса. Необходимым требованием к СПИ стала надёжная работа в условиях сложной электромагнитной обстановки, в том числе естественных и преднамеренных помех и помех от других радиотехнических систем, работающих на близких частотах. Так же предъявляются требования к массогабаритным показателям аппаратуры, её стоимости, надёжности, простоте обслуживания и безопасности.

Среди всех существующих СПИ наибольший интерес представляют системы с связи с использованием шумоподобных сигналов. Применение широкополосных методов позволяет получить такие результаты в области систем связи, навигации и управления, которые невозможно получить при использовании обычных сигналов, а именно: секретность передачи сообщения, скрытность сигналов, высокая помехозащищённость в условиях воздействия мощных помех. Кроме того, системы с ШПС способны обеспечить кодовую адресацию большого числа абонентов и их кодовое разделение при работе в общей полосе частот, и обладают гораздо лучшей электромагнитной совместимостью по сравнению с узкополосными системами радиосвязи.

Все эти свойства систем связи с ШПС были известны давно, но не было соответствующей элементной базы для реализации устройств формирования и обработки ШПС в приемлемых габаритах. Поэтому до определённого периода широкополосные системы связи применялись в основном в военных разработках. В настоящее время положение резко изменилось в связи с бурным развитием производства специализированных интегральных схем, микропроцессоров, приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и т.д. На основе микрополосковых линий передач, сосредоточенных элементов и наборов различных СВЧ полупроводниковых приборов разработаны практически все функциональные узлы, имеющие аналоги в традиционной дискретной электронике. Началось широкое внедрение широкополосных систем, работающих в СВЧ диапазоне.

В связи со стремительным развитием персональных ЭВМ появились направления развития цифровых СПИ для ранее не существовавших целей, таких как объединение вычислительных средств в локальные и глобальные вычислительные сети передачи данных и их связь с телефонными сетями. В том числе интенсивно развиваются стандарты компьютерных радиосетей, примером которых может служить стандарт RadioEthernet.

Рост быстродействия вычислительной техники тесно связан с объёмами передаваемой информации. Так в локальных сетях, состоящих из нескольких десятков ЭВМ, скорость 10 Мбит/с стала необходимым минимумом. Такие скорости легко обеспечиваются только на небольших отрезках (порядка 100 м) проводных линий связи. При необходимости увеличения дальности передачи данных приходится использовать дорогие кабели типа «экранированная витая пара», либо использовать устройства регенерации сигналов. В таких случаях целесообразно прибегнуть к использованию радиоканала. Однако при скорости 10 Мбит/с полоса лишь одного канала связи должна быть не уже 10 МГц, что неприемлемо в условиях перенаселённости частотных диапазонов от КВ до ДМВ. Проблема частично решается переносом радиоканала в относительно свободный пока СВЧ диапазон, где остаётся проблема электромагнитной совместимости с другими системами, решаемая применением остронаправленных антенн и ограничением излучаемой мощности. В этих условиях разумным выходом является не только совершенствование аппаратуры, но и поиск и использование видов сигналов, например широкополосных фазоманипулированных сигналов.

Предлагаемое устройство призвано обеспечить связь двух ЭВМ через интерфейс RS-232 на частоте 900 МГц, отведённой для использования домашних радиотелефонов, и не нуждается в лицензировании в органах связнадзора. Радиомодем реализован на современных интегральных СВЧ микросхемах фирм-производителей MAXIM и Micro Device.

2 Разработка структурной схемы

2.1 Выбор метода расширения спектра сигнала

Широкополосной называется система, которая передает сигнал, занимающий очень широкую полосу частот, значительно превосходящую ту минимальную ширину полосы частот, которая фактически требуется для передачи информации. Так например, низкочастотный сигнал может быть передан с помощью амплитудной модуляции (АМ) в полосе частот, в 2 раза превосходящей полосу частот этого сигнала. Другие виды модуляции, такие как частотная модуляция (ЧМ) с малой девиацией и однополосная АМ, позволяют осуществить передачу информации в полосе частот, сравнимой с полосой частот информационного сигнала. В широкополосной системе исходный модулирующий сигнал (например, сигнал телефонного канала) с полосой всего несколько килогерц распределяют в полосе частот, ширина которой может быть несколько мегагерц. Последнее осуществляется путем двойной модуляции несущей передаваемым информационным сигналом и широкополосным кодирующим сигналом.

Основной характеристикой ШПС является база сигнала, определяемая как произведение ширины его спектра F на его длительность T . У ШПС $B \gg 1$.

$$B = F * T \quad (2.1)$$

В цифровых системах связи, передающих информацию в виде двоичных символов, длительность ШПС T и скорость передачи сообщений C связаны отношением

$$T = 1/C \quad (2.2)$$

Поэтому база сигнала

$$B = F/C \quad (2.3)$$

характеризует расширение спектра ШПС (S) относительно спектра сообщения.

В настоящее время применяются два метода расширения спектра сигнала: метод прямой последовательности (DSSS) и метод частотных скачков (FHSS).

При первом способе узкополосный сигнал умножается на псевдослучайную последовательность (ПСП) с периодом повторения T , включающую N бит последовательности длительностью τ_0 каждый. В этом случае база ШПС численно равна количеству элементов ПСП. Наиболее распространённой является двухфазная манипуляция со сдвигом фазы на 180 градусов. Могут быть использованы и другие виды модуляции, например АИМ и частотная манипуляция. Однако самым распространённым видом в системах с ПСС является фазовая манипуляция (балансная модуляция). Это объясняется несколькими причинами.

Во-первых, отсутствие несущей затрудняет процесс обнаружения сигнала.

Во-вторых, большая часть мощности отводится на передачу полезной информации, поскольку вся мощность передатчика используется только для передачи псевдослучайного сигнала.

В-третьих, огибающая сигнала имеет постоянный уровень, так что эффективность использования передаваемой мощности в отводимой полосе частот получается максимальной.

Скачкообразное изменение частоты несущей, как правило, осуществляется за счёт быстрой перестройки выходной частоты синтезатора в соответствии с законом формирования ПСП. В упрощенном виде его можно представить следующим образом: каждый из последующих бит информации "перескакивает" на другую несущую частоту (одну из 79, определенных стандартом 802.11 для FHSS). Порядок чередования поднесущих определяется псевдослучайной последовательностью. Ясно, что не зная ее, принять передачу невозможно. Каждая пара приемник-передатчик работает с одной и той же последовательностью. Очевидно, что если в непосредственной близости друг от друга работают несколько таких пар, использующих разные последовательности скачков частоты, то они друг другу не мешают. Если же в некоторый момент чьи-то несущие случайно совпадут и соответствующие данные будут испорчены, то эту ошибку можно выявить (например, с помощью протоколов более высоких уровней), и необходимый фрагмент (очень небольшой) будет передан еще раз. Точно таким же образом обеспечивается и помехозащищенность передачи по отношению к узкополосным помехам - если помехи случайно

совпадут по частоте с одной из несущих, придется повторно передать очень небольшую часть общего объема данных. Отметим, что по интенсивности радиосигнал, передаваемый по методу FHSS, не уступает узкополосному сигналу, и поэтому активно работающие ШПС-средства вполне могут служить источником помех для других устройств.

Исходя из полученной информации выбор был сделан в пользу расширения спектра по методу прямой последовательности, т.к. этот метод представляется более эффективным и проще реализуемым.

2.2 Выбор псевдослучайной последовательности

После рассмотрения наиболее часто применяемых в системах ШПС псевдослучайных последовательностей, выбор был сделан в пользу кода Баркера в силу его выдающихся автокорреляционных свойств.

Автокорреляция определяется как степень соответствия между кодом и сдвинутым на некоторое число временных позиций его вариантом. Автокорреляционная функция показывает зависимость числа совпадений и несовпадений D символов двух кодовых последовательностей по всей их длине от величины их относительного сдвига. Такая функция легко получается с помощью двух кодовых генераторов или путем моделирования.

Корреляционные свойства кодовых последовательностей, используемых в ШПС системах, зависят от типа кодовой последовательности, ее длины, частоты следования ее символов и от ее посимвольной структуры.(1).

В общем виде автокорреляционная функция (АКФ) определяется интегралом:

$$\Psi(\tau) = \int f(t)f(t-\tau)dt; \quad (2.4)$$

и показывает связь сигнала с копией самого себя, смещенного во времени на величину τ . Изучение АКФ играет важную роль при выборе кодовых последовательностей с точки зрения наименьшей вероятности установления ложных синхронизации и обнаружения.

Взаимокорреляционная функция (ВКФ), с другой стороны, имеет большое значение для систем с кодовым разделением абонентов, таких как CDMA, и отличается от АКФ только тем, что под знаком интеграла стоят разные функции, а не одна и та же:

$$\Psi(\tau) = \int f(t)g(t-\tau)dt \quad (2.5)$$

ФКВ показывает, таким образом, степень соответствия одной кодовой последовательности другой. Чтобы упростить понятия АКФ и ВКФ можно представить значение той или иной функции как разность между числом совпадений A и несовпадений B символов кодовых последовательностей при их посимвольном сравнении. Для иллюстрации этого примера, рассмотрим автокорреляционную функцию кодовой последовательности Баркера длиной 11 чипов, имеющей следующий вид:

1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0

Посимвольное сравнение этой последовательности с ее же копией сведем в таблицу 2.1.

Таблица 2.1 - Посимвольное сравнение последовательности Баркера

<i>Значение сдвига</i>	<i>Последовательность</i>	<i>Число совпадений А</i>	<i>Число несовпадений В</i>	<i>Значение разности</i>
1	01110001001	5	6	-1
2	10111000100	5	6	-1
3	01011100010	5	6	-1
4	00101110001	5	6	-1
5	10010111000	5	6	-1
6	01001011100	5	6	-1
7	00100101110	5	6	-1
8	00010010111	5	6	-1
9	10001001011	5	6	-1
10	11000100101	5	6	-1

0	11100010010	11	0	11
---	-------------	----	---	----

Графическое изображение АКФ данной последовательности Баркера показано на рисунке 2.1.

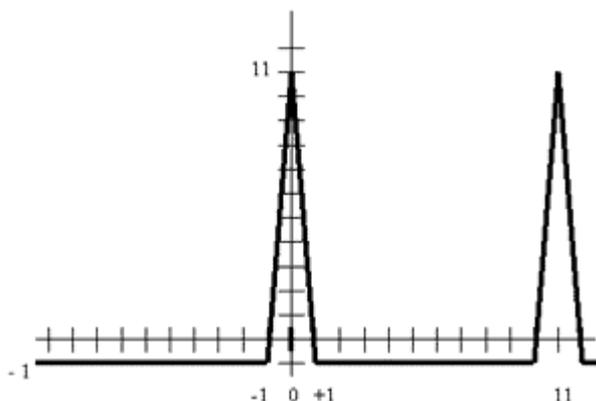


Рисунок 2.1 - АКФ кодовой последовательности Баркера

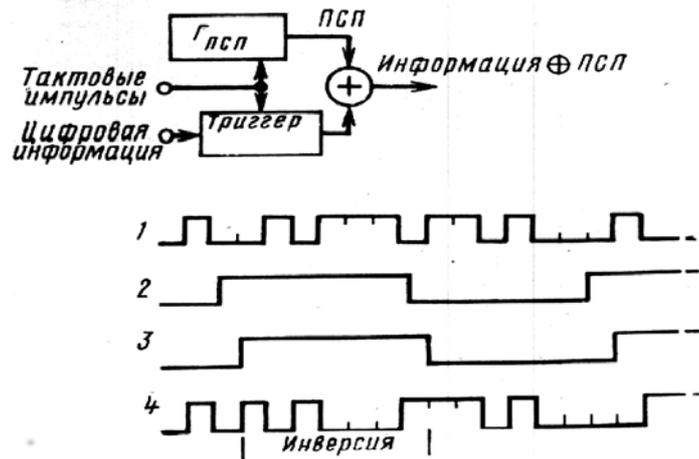
Такую АКФ можно назвать идеальной, поскольку на ней отсутствуют боковые пики, которые могли бы способствовать ложному обнаружению сигнала.

Для высокоскоростных ШПС систем, предназначенных для передачи информации, но не для кодового разделения абонентов, обычно используются коды Баркера, обладающие хорошими автокорреляционными свойствами.

2.3 Выбор вида модуляции

В разработанном устройстве применяется фазовая манипуляция и модификация кодовой последовательности. Модификация кодовой последовательности означает такое изменение структуры кодовой последовательности, в результате которого на нее накладывается информационный сигнал, который однозначно восстанавливается с помощью исходной (немодифицированной) кодовой последовательности. Кроме того, должны сохраняться все необходимые корреляционные свойства "кодовой последовательности. Модификация кодовой последовательности как вид модуляции является одним из наиболее полезных методов передачи информации, который может найти широкое применение в широкополосных системах. Он с одинаковым успехом может использоваться как в системах с псевдослучайными одночастотными сигналами, так и в системах со скачкообразным изменением частоты, хотя его воздействие на структуру высокочастотного выходного сигнала проявляется не совсем одинаково (этого и следовало ожидать из-за различной структуры самих выходных сигналов). Может показаться, что добиться одновременного выполнения всех этих условий довольно несложно. Однако простота схемных решений, применяемых для получения модифицированной кодовой последовательности, скрывает важность этой проблемы. Большое число различных подходов к ее решению, по существу, сводится к тому или иному представлению передаваемой информации в цифровой форме и последующему сложению по модулю 2 с кодовой последовательностью. В результате такой операции все символы кодовой последовательности меняются на противоположные («единица» становится «нулем» и наоборот) всякий раз, когда в потоке цифровой информации происходит переход от одного двоичного символа к другому.

На рисунке 2.2 показана структурная схема, реализующая эту операцию в простейшей форме.



Модификация (модуляция) основной кодовой последовательности с использованием операции суммирования по модулю 2:
 1 — ПСП; 2 — цифровая информация; 3 — тактированный сигнал цифровой информации; 4 — информация \oplus ПСП

Рисунок 2.2

Заметим, что входная информация сначала тактируется импульсами тактовой частоты кодовой последовательности, а уже после этого суммируется по модулю 2 с кодовой последовательностью. Это необходимо для того, чтобы инверсия символа кодовой последовательности под влиянием символа передаваемой информации происходила только в моменты возможных переходов в исходной кодовой последовательности.

Ниже рассмотрен метод, при котором каждый информационный символ представляется 11-разрядным кодом Баркера вида 11100010010. Для передачи единичного и нулевого символов сообщения используются прямая и инверсная последовательности соответственно. Для модуляции несущего колебания в этом случае используются уже не исходные символы сообщения, а прямые или инверсные последовательности Баркера, так, как показано на рисунке 2.3:

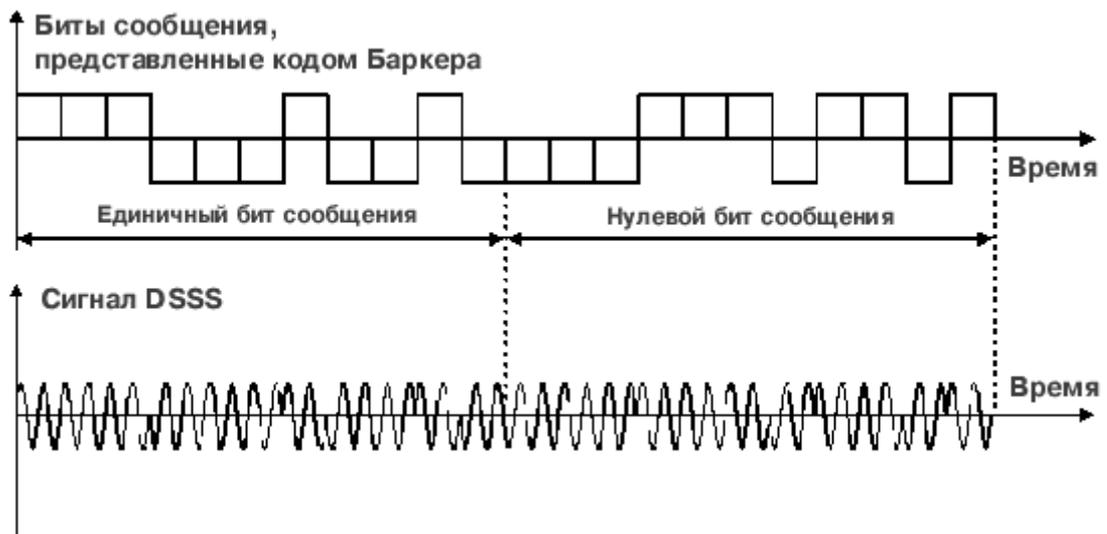


Рисунок 2.3

2.4 Разработка структурной схемы передатчика

С учётом выбранного метода расширения спектра, вида модуляции и псевдослучайной последовательности структурная схема передатчика будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.4.

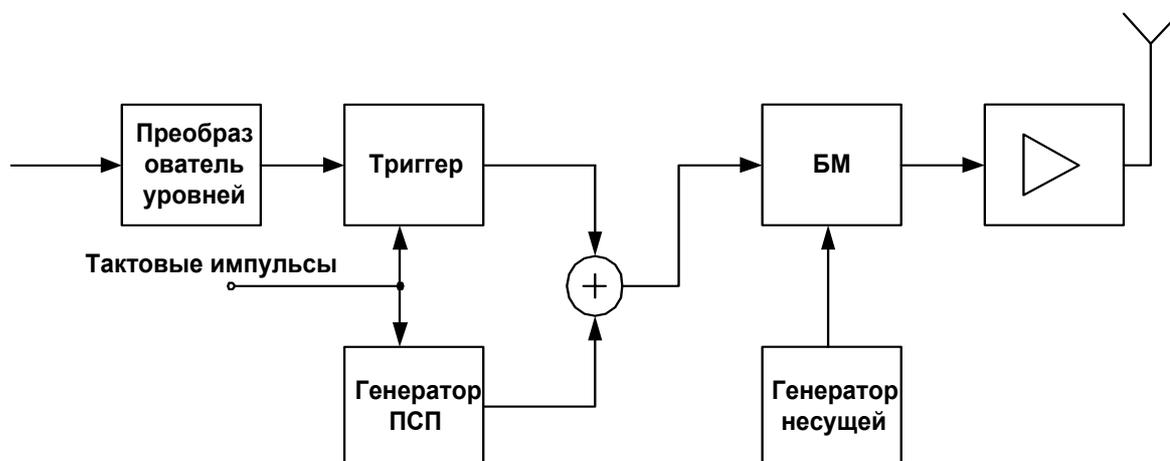


Рисунок 2.4 – Структурная схема передатчика ШПС

Значение несущей частоты возьмём равным 900 МГц.

Максимально возможная скорость передачи данных стандартного последовательного порта компьютера составляет 115200 бит/с, что ограничивает скорость обмена 10 Кбайт/с.

Таким образом, если представлять каждую «1» информационного сигнала 11-ти разрядным кодом Баркера, а каждый «0» инверсным кодом Баркера, то частота следования символов в кодовой последовательности составит $115200 \cdot 11 = 1267200$ бит/с. Т.е. ширина основного лепестка спектра радиосигнала составит $1267200 \cdot 2 = 2534400$ Гц.

Обычно полагают, что ширина полосы частот радио сигнала равна ширине основного лепестка спектра. Поэтому полоса сигнала в проектируемом устройстве будет равна $\Delta F = 2.534$ МГц.

Выигрыш при обработке показывает степень улучшения отношения сигнал/шум в результате сжатия полосы частот радиосигнала и приведения её к полосе частот информационного сигнала. В нашем случае выигрыш составит 10 дБ.

Частота повторения кодовой последовательности составит $R_k = f/L = 115200 \text{ с}^{-1}$.

2.5 Разработка структурной схемы приёмника

Успехи науки и техники позволяют в настоящее время применять в диапазоне СВЧ не только традиционные супергетеродинные схемы радиоприёмных устройств, но и другие их типы, в частности схемы РпрУ с прямым преобразованием сигналов, которые превосходят супергетеродинные по надёжности и функциональной простоте, имея достаточно высокие показатели помехоустойчивости и ЭМС.

В РпрУ без гетеродирования демодуляция сигнала осуществляется непосредственно на СВЧ. К достоинствам таких приёмников можно отнести отсутствие побочных каналов приёма и простая реализация. Среди недостатков необходимо назвать невозможность обеспечения высокой равномерности чувствительности и хорошего согласования по входу в рабочей полосе частот, особенно в СВЧ диапазоне. Простейшие из них детекторные РпрУ имеют низкую чувствительность, а избирательность у них определяется главным образом преселектором, поэтому они применяются в основном в системах не требующих высокой чувствительности.

Автокорреляционные РпрУ характеризует простота и надёжность при высокой помехоустойчивости (оптимальный некогерентный приём), малые габариты и достаточно низкое энергопотребление.

В РпрУ прямого преобразования с гетеродированием сигнала основное усиление и избирательность осуществляется на промежуточной частоте, что облегчает настройку приёмника, обеспечивает демодуляцию различных видов сигналов путём сиены низкочастотных устройств обработки.

Исходя из всего вышесказанного, приёмник будем строить по супергетеродинной схеме с одним преобразованием частоты.

В супергетеродинных приёмниках частотная избирательность определяется в основном ослаблениями зеркального и соседнего каналов. В приёмниках с одинарным преобразованием частоты ослабление зеркального канала обеспечивает преселектор, ослабление соседнего канала – в основном УПЧ и частично преселектор. Промежуточная частота f_p должна лежать вне диапазона принимаемых частот f_c и обеспечивать:

- заданную избирательность по зеркальному каналу;
- заданную избирательность по соседнему каналу;
- заданную полосу пропускания линейного тракта;
- устойчивое детектирование радиоимпульсов и хорошую фильтрацию сигналов промежуточной частоты при детектировании;
- требуемое усиление и устойчивость работы УПЧ;

В качестве промежуточной частоты используется частота 70 МГц.

Так как передаваемые данные являются асинхронными, возникают большие затруднения в обеспечении синхронизации приёмника с передатчиком для построения оптимального корреляционного приёмника. В связи с этим принято решение применить для обработки фазоманипулированных сигналов согласованный фильтр (СФ). СФ представляет собой устройство, импульсная реакция которого представляет зеркальное отображение сигнала, с которым оно согласовано. Обработка сигнала согласованным фильтром производится на промежуточной частоте 70 МГц. Структурная схема приёмника приведена на рисунке 2.5.

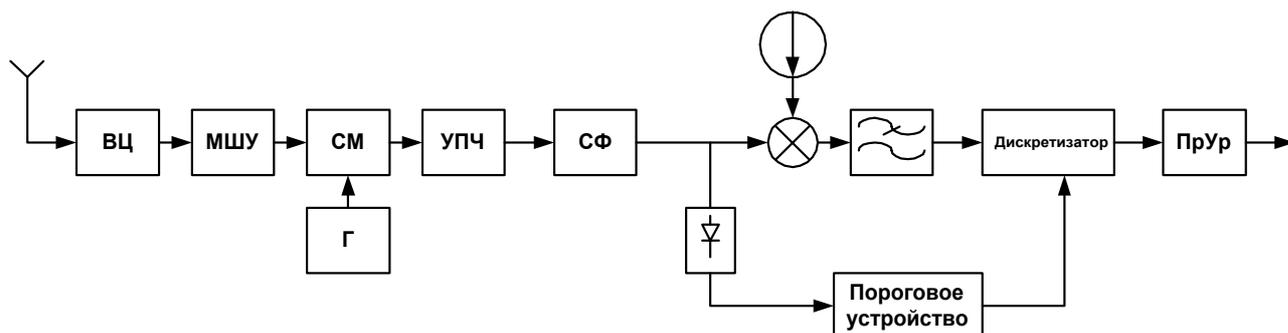


Рисунок 2.5 - Функциональная схема приёмника

Так как в передатчике для передачи единицы используется прямой код Баркера, а для передачи нуля – инверсный, то на выходе согласованного фильтра при приёме прямой кодовой последовательности будет появляться треугольный корреляционный пик с относительной фазой, соответствующей нулю или единице передаваемой информации. Единице будет соответствовать фаза 0, а нулю – 180. Демодуляция сигнала с выхода фильтра осуществляется с помощью синхронного детектора. Отсчёты берутся в момент возникновения пиков. Для определения полярности выходного сигнала, которая соответствует исходным данным, применяется компаратор. Чтобы определить моменты взятия отсчётов, в схему вводят детектор огибающей и пороговое устройство.

Оценим допустимый коэффициент шума приёмного тракта.

Определим допустимый коэффициент шума по формуле:

$$N_{\text{доп}} = \frac{P_{\text{ср}}}{\gamma_p \cdot k \cdot T_0 \cdot \Pi_{\text{ш}}} - t_a + 1; \quad (2.6)$$

где $N_{\text{доп}}$ – допустимый коэффициент шума приёмного тракта

$P_{\text{ср}}$ – указанная в ТЗ чувствительность, Вт

γ_p – отношение сигнал/шум на входе детектора

$k=1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана

$T_0=293\text{К}$ – стандартная температура

$\Pi_{\text{ш}}$ – шумовая полоса, Гц

$t_a \approx 1$ – относительная шумовая температура антенны.

Так как принимаемые сигналы являются шумоподобными, то отношение сигнал/шум примем равным $\gamma_p=2$.

Тогда,

$$N_{\text{доп}} = \frac{1 \cdot 10^{-11}}{2 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 100 \cdot 10^6} - 1 + 1 = 12.49$$

$N_{\text{доп}}=11\text{дБ}$

Теперь при выборе первого каскада приёмника будем ориентироваться на рассчитанный допустимый коэффициент шума. Шум первого каскада не должен превышать допустимый, и с увеличением запаса будут пропорционально уменьшаться требования, предъявляемые к шумовым показателям гетеродина.

Рассчитаем чувствительность приёмника:

$$E_{\text{ср}} = \gamma \sqrt{4kT_0 r_a \Pi_{\text{ш}} (t_a - 1 + N_{\text{доп}})}; \quad (2.7)$$

Сопротивление антенны $r_a=50$ Ом, тогда $E_{\text{ср}} = 5.043\text{мкВ}$

Рассчитаем необходимый коэффициент усиления приёмного тракта. Зададимся амплитудой сигнала на входе коррелятора порядка $U_{\text{вх кор}}=0.02$ В, тогда коэффициент усиления по напряжению приёмной части от антенны до коррелятора должен составлять $K=U_{\text{вх кор}}/U_{\text{вх}} = 0.02\text{В}/5\text{мкВ}=4000$ или 72 дБ.

3 Разработка принципиальной схемы

3.1 Расчёт цифровой части передатчика

Цифровая часть передатчика должна обеспечивать преобразование уровней RS-232 в уровни TTL и кодирование данных одиннадцати разрядным кодом Баркера.

Структурная схема цифровой части передатчика изображена на рисунке 3.1.

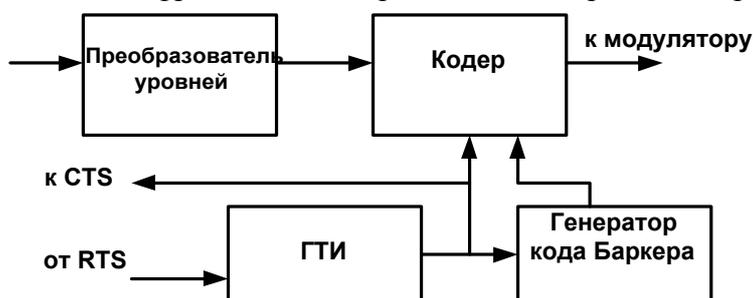


Рисунок 3.1 – Структурная схема цифровой части передатчика

При наличии данных для передачи, на контакте RTS (сигнал о начале передачи) интерфейса RS-232 появляется напряжение **высокого** уровня, которое запускает ГТИ. С выхода ГТИ импульс подаётся на вход CTS (разрешение передачи данных) интерфейса. Передача байта данных начинается только при включенном CTS. Если байт начал передаваться, то задержать его сигналом CTS уже невозможно.

В качестве преобразователя уровней используем микросхему MAX232 фирмы MAXIM. Она содержит преобразователь напряжения +5В в напряжение +10В (генератор + умножитель напряжения), инвертор (преобразующий напряжение +10В в -10В) и собственно преобразователи уровней сигналов последовательного интерфейса.

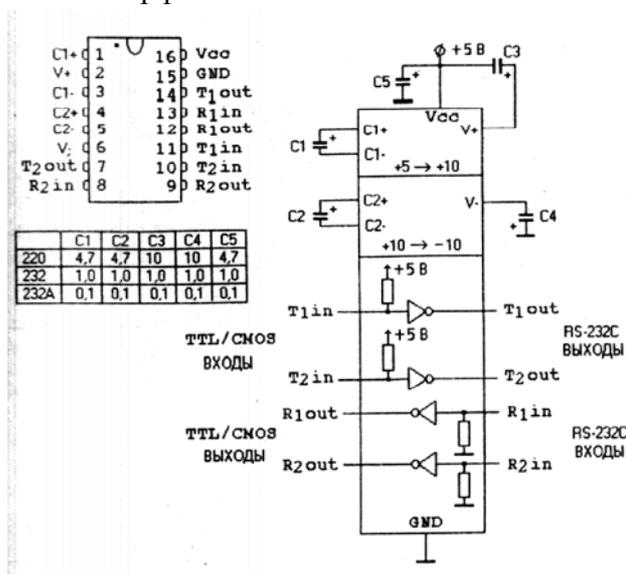


Рисунок 3.2 – Микросхема MAX 232 фирмы MAXIM. В таблице приведены номиналы конденсаторов в микрофарадах

Частота импульсов ГТИ должна составлять 1267200 Гц, т.к. скорость передачи данных 115200 бит в секунду и каждый бит представляется 11-ти разрядной последовательностью Баркера.

Функциональная схема кодера изображена на рисунке 3.3.

Тактовые импульсы от ГТИ поступают в делитель на 11. То есть после делителя частота тактовых импульсов становится равной скорости передачи данных. С делителя частоты тактовые импульсы поступают на синхровход D-триггера, на информационный вход которого подаются данные прошедшие через преобразователь импульсов. Асинхронные данные пропускаются через синхронный D-триггер для того, чтобы «привязать» их системным тактовым

сигналам. Данные с выхода триггера поступают на сумматор, в котором происходит их сложение по модулю 2 с последовательностью Баркера. Таким образом единица преобразуется в прямую последовательность Баркера, ноль – в обратную.

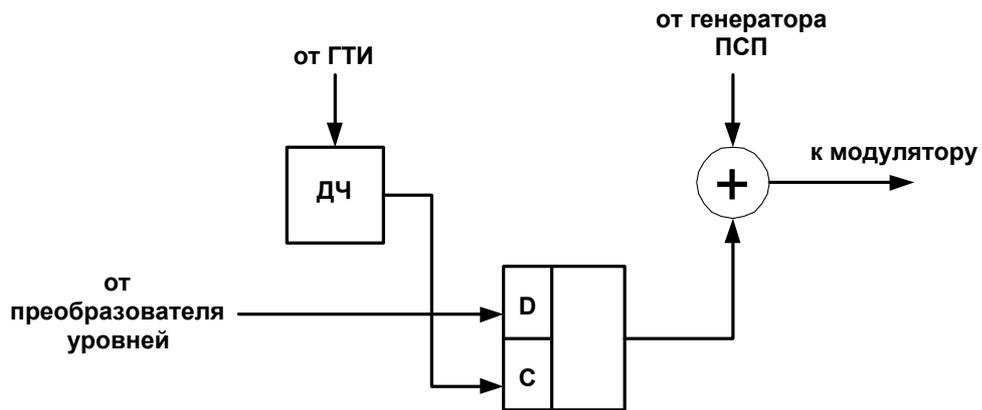


Рисунок 3.3– Функциональная схема кодера

Генератор кода Баркера выполнен на последовательном регистре, так как показано на рисунке 3.4.

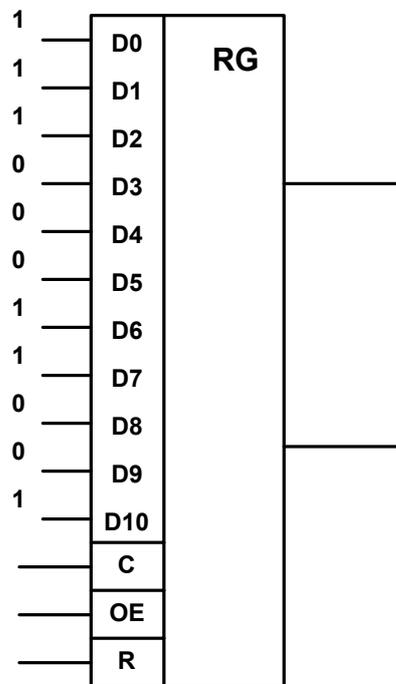


Рисунок 3.4– Генератор кодовой последовательности Баркера

На вход OE (разрешение работы) подаётся сигнал RTS. На вход C поступают тактовые импульсы от ГТИ.

В качестве сумматора по модулю 2 использован логический элемент «Исключающее ИЛИ» с таблица истинности которого представлена на рисунке 3.5.

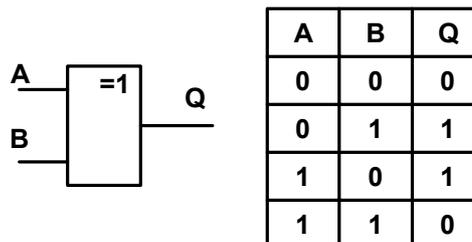


Рисунок 3.5 – Сумматор по модулю 2

Задающий генератор соберем на микросхеме КБ531ГП1-4 (см. рисунок 3.6).

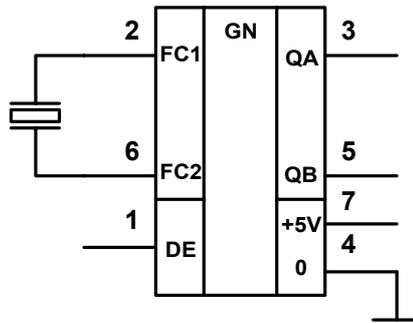


Рисунок 3.6 – Схема задающего генератора на ИС КБ531 ГП1-4

Назначение выводов микросхемы КБ531ГП1-4:

1-блокировка выходов;

2,6-для кварца;

3,5-выходы

Напряжение питания $U_{пит}=5В \pm 5\%$;

Диапазон рабочих частот $f=5..30МГц$.

Частота кварца должна составлять $115200 * 11 = 1267200 Гц$.

3.2 Расчёт цифровой части приёмника

Как видно из рисунка 2.5, после синхронного детектора сигнал поступает на дискретизатор. Туда же поступает сигнал от порогового устройства, стоящего за амплитудным детектором. В качестве дискретизатора используем D-триггер. На вход данных подаются сигналы от синхронного детектора, а на синхровход сигналы от порогового устройства. Схема дискретизатора изображена на рисунке 3.7.

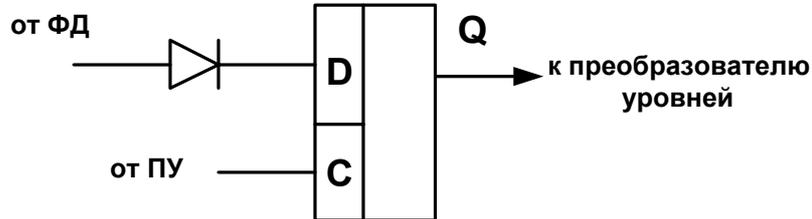


Рисунок 3.7 – Схема дискретизатора.

Так как в разрабатываемом устройстве применяется двоичная фазовая манипуляция сигнала, существует вероятность того, что в процессе модуляции или детектирования произойдёт инверсия сигналов, в результате которой вместо нулей будут приниматься единицы и наоборот.

Для избежания таких ошибок, связанных с неоднозначностью фазы принимаемого сигнала, необходимо предусмотреть в схеме приёмника устройство устранения неоднозначности.

Известно, что в протоколе обмена интерфейса RS-232 применяются старт-стопные биты. То есть в начале каждого передаваемого байта всегда стоит единица. В спроектированном устройстве устранения неоднозначности происходит сравнение первого бита в каждом принимаемом байте с единицей. Если биты совпадают, байт принимается без изменений. Если первым битом в принимаемом байте стоит ноль, байт принимается в инверсной форме.

Структурная схема данного устройства приведена на рисунке *.

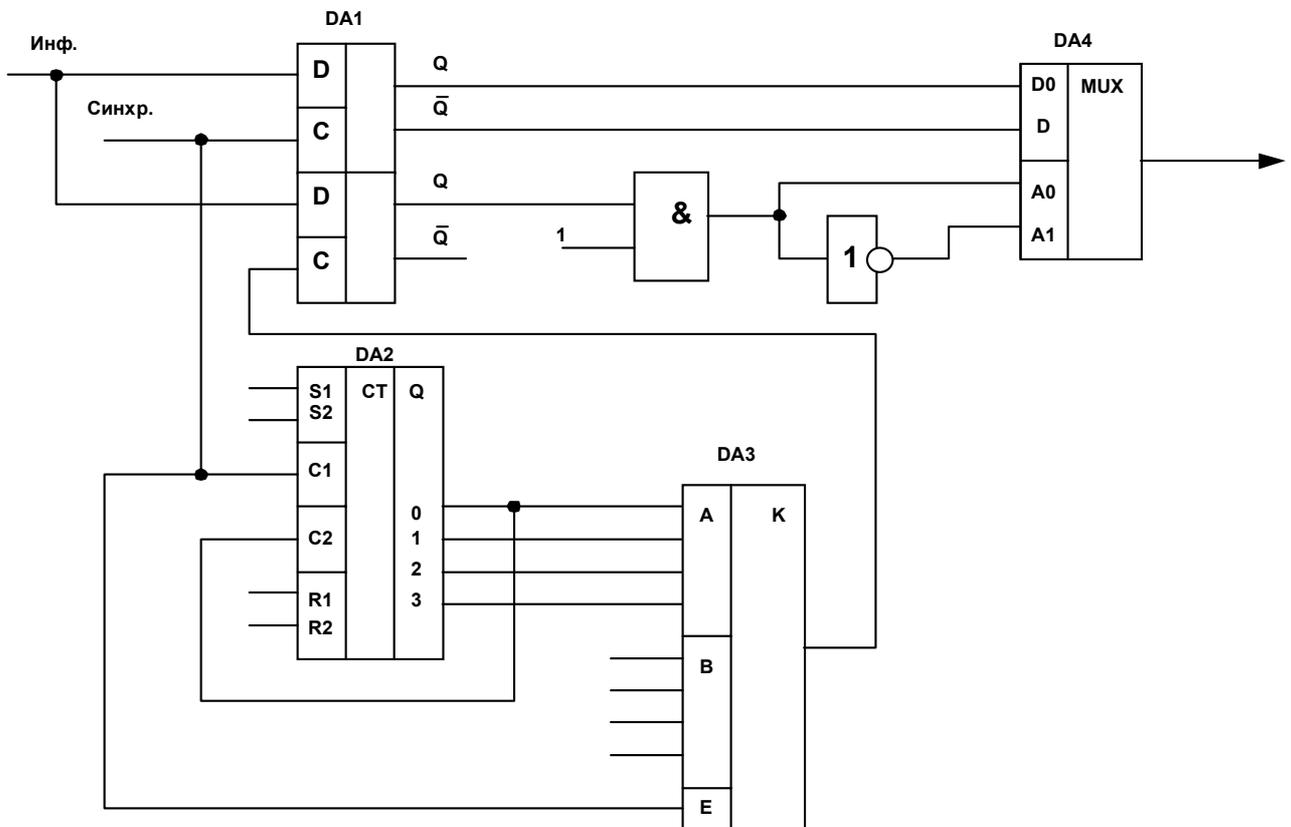


Рисунок * - Схема устранения ошибок, связанных с неоднозначностью фазы принимаемых сигналов.

Микросхема DA1 представляет собой два D-триггера. На один из них поступают информационные сигналы и импульсы синхронизации. Импульсы синхронизации так же поступают на четырёхразрядный счётчик на 8. На выходе счётчика формируется число синхроимпульсов в двоичной форме. Выходы счётчика соединяются со входами четырёхразрядного компаратора. На остальные входы компаратора подаётся двоичный код единицы (0001). Выход $A=B$ компаратора соединён с синхровходом второго D-триггера. Счётчик, компаратор и второй D-триггер служат для выделения первого бита из каждого принимаемого байта информации, так как при применении простого частоты синхроимпульсов на 8 выделяться будет не каждый первый, а каждый восьмой бит принимаемого байта. С выхода Q второго триггера информация поступает на логический элемент «И». На второй выход этого логического элемента подаётся уровень логической единицы. На выходе элемента «И» единица появляется только в случае присутствия единиц на обоих входах. Далее информация с выхода элемента «И» поступает на адресные входы A0 и A1 мультиплексора DA4 соответственно в прямой и инверсной форме. На информационные входы мультиплексора поступают сигналы с прямого и инверсного выходов первого D-триггера. Таким образом если принимаемый байт начинается с единицы, то этот байт принимается в прямой форме, если ноль – то в инверсной.

3.2 Аналоговая часть приёмопередатчика

При проектировании устройства выбор делался в пользу современной элементной базы, т.е. интегральных микросхем (ИС). При этом ставилась цель свести к минимуму количество используемых корпусов. Применение ИС в тех узлах и блоках передатчика, где это возможно, позволяет не столько выиграть в массогабаритных показателях или потребляемой мощности, сколько способствует более высокой надёжности передатчика в целом. По некоторым данным ИС в диапазоне температур от 0 до +80 имеют интенсивность отказов порядка 10^{-7} ч⁻¹, тогда как эквивалентные им схемы из дискретных элементов (транзисторы, конденсаторы и т.д.) имеют интенсивность отказов порядка 10^{-5} ч⁻¹.

Анализ современной зарубежной и отечественной компонентной базы приводит к выводам о высоком перевесе не в пользу последней. Особенно это касается отечественной компонентной базы на участке СВЧ диапазона. Это объясняется тем, что для организации выпуска СВЧ ИС требуются большие капиталовложения, правильная экономическая политика и высококачественные материалы.

При проектировании было решено использовать современные СВЧ ИС зарубежных фирм-производителей, отобранные по таким критериям, как многофункциональность, унифицированность и дешевизна.

Рассмотрим выбранные микросхемы.

ИС RF2105L – СВЧ усилитель мощности в выходном каскаде которого используется гетеробиполярный транзистор. Индивидуальность данного типа транзисторов состоит в высокой рабочей частоте (f_T порядка 10-20ГГц), высоком КПД, маленьком выходном сопротивлении и низком напряжении питания. Функциональная схема данной ИС представлена на рисунке 3.7.

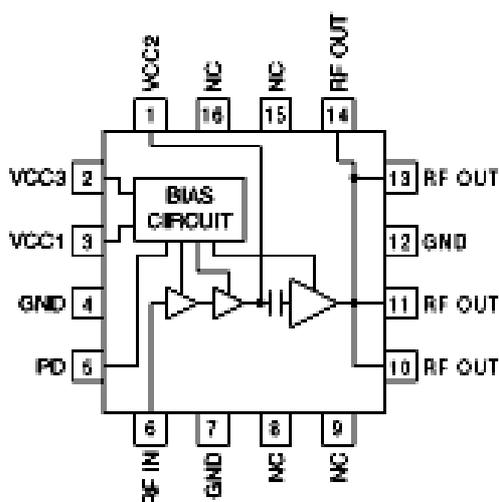


Рисунок 3.7 - Функциональная схема усилителя мощности RF2105L

Основные параметры микросхемы сведены в таблицу *

Таблица 3.1 - Параметры ИС RF2105L

Параметр	Значение	Размерность
1. Рабочие частоты	От 430 до 900	МГц
2. Выходная мощность	До 1.2	Вт
3. Выходной ток при максимальной мощности	450	мА
4. КПД при максимальной мощности	48	%
5. Коэффициент усиления по мощности	33	дБ
6. Входное сопротивление	50	Ом
7. Выходное сопротивление	12	Ом
8. Рабочий диапазон температур	От -40 до +85	°С

На рисунке 3.8 показана типовая схема включения усилителя мощности.

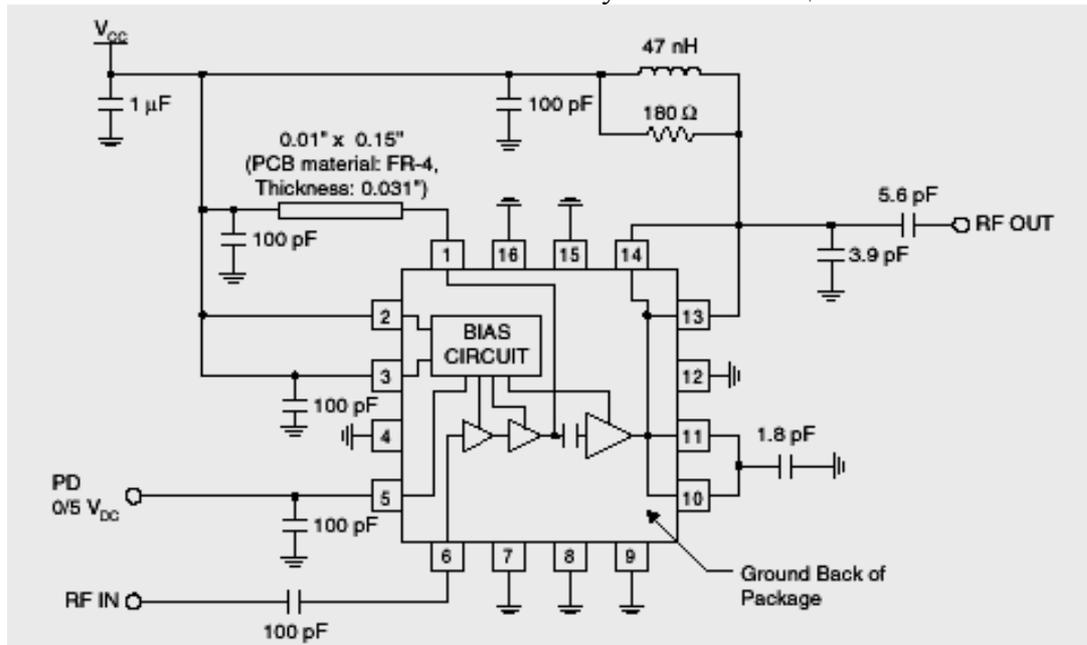


Рисунок 3.8 - Типовая схема включения усилителя мощности

Контакт 5 на рисунке 3.8 предназначен для регулировки по мощности и введения усилителя в режим усиления в зависимости от существования питающего напряжения на контактах 1,2,3. Контакты 1,2,3 включены в одну цепь питания и в зависимости от напряжения PD (0-5В) происходит регулировка мощности. Напряжение питания V_{cc} может быть от 3 до 6,5 В. При подаче питающих напряжений и изменении PD от 0 до 5, можно произвести управляемую регулировку мощности в небольших пределах.

Микросхема MAX2426 представляет собой 900МГц-овый приёмопередатчик.

Приёмная часть ИС содержит мал шумящий усилитель и преобразователь частоты. Передающая часть состоит из двойного балансного смесителя и усилителя мощности. Так же микросхема содержит внутренний генератор с внешней регулировкой частоты генерации.

Функциональная схема ИС MAX2426 приведена на рисунке 3.9.

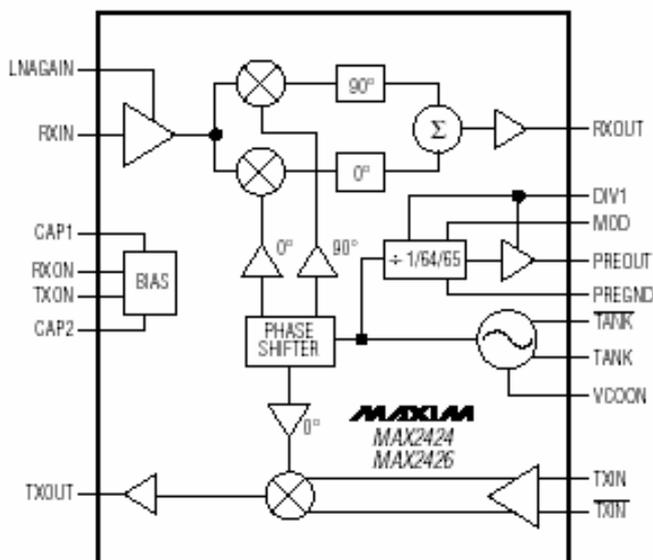


Рисунок 3.9 - Функциональная схема ИС MAX2426.

Основные параметры микросхемы приведены в таблице 3.2.
Таблица 3.2 - основные параметры микросхемы MAX2426.

Параметр	Условия	Значение			Единицы измерения
		Min	Typ	Max	
1. Напряжение питания		2.7		4.8	В
2. Питание генератора			9.5	14	мА
3. Ток питания приёмника	VRXON = 2.4V, PREGND = unconnected		23	36	мА
Приёмник					
1. Диапазон входных частот		800		1000	МГц
2. Промежуточная частота		55	70	85	МГц
3. Подавление зеркального канала		26	35		дБ
4. Коэффициент передачи преобразователя	$V_{LNAGAIN} = V_{CC}$ $V_{LNAGAIN} = 1В$	19	21 12	23.5	дБ дБ
5. Подавление помехи от генератора			60		дБ
6. Время включения			500		нс
Передатчик					
1. Диапазон выходных частот		800		1000	МГц
2. Полоса частот по уровню 3дБ			125		МГц
3. Подавление несущей			30		дВс
4. Чувствительность на выходе			-140		дБм/Гц
5. Время включения			220		нс
Генератор					
1. Диапазон частот		800		1000	МГц
2. Фазовый шум			72		дВс/Hz

Типовая схема включения ИС MAX2426 показана на рисунке 3.10.

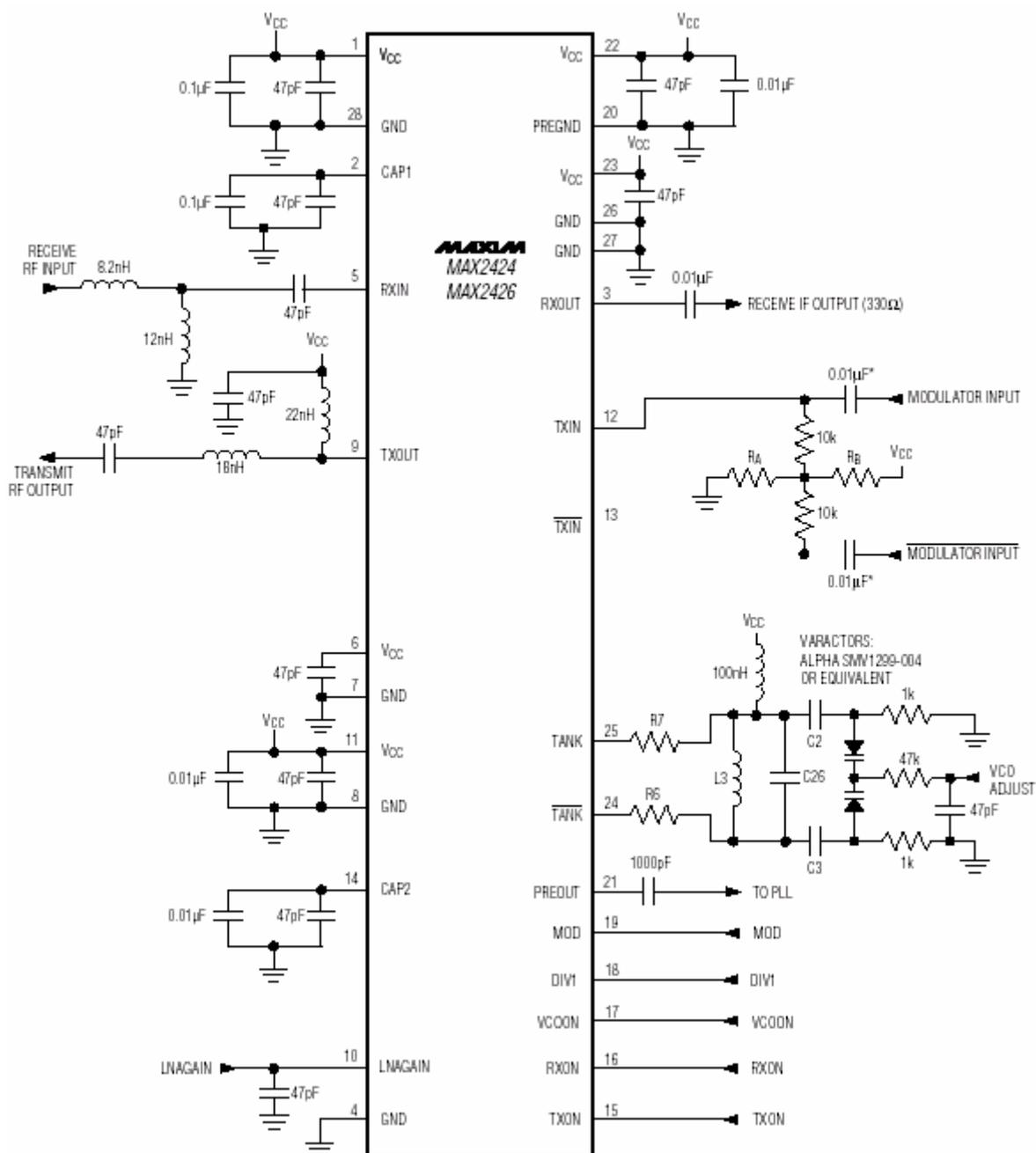


Рисунок 3.10 - Типовая схема включения MAX2426.

Так как для приёма и передачи будет использоваться одна антенна, необходим антенный переключатель. Была выбрана ИС RF2436. Это дешёвая GaAs ИС на основе полевого транзистора с барьером Шоттки.

Параметры ИС RF2436 приведены в таблице 3.3 и 3.4

Таблица 3.3 - Параметры RF2436

Параметр	Значение	Единицы измерения
1. Напряжение питания	От 0 до 8	В
2. Управляющее напряжение	От -1 до 6	В
3. Входная мощность сигнала	+30	DBm
4. Диапазон температур	От -40 до +85	°C

Таблица 3.4 - Параметры RF2436

Параметр	Значение			Единицы измерения	Условия
	Min.	Тур.	Max.		
1. Диапазон рабочих частот		2500		МГц	T=25°C, V _{DD} =3.0В, Freq=900МГц
2. Вносимые потери		1	2	дБ	В режиме приёма или передачи
3. Изоляция	20	22		дБ	Режим приёма
	20	24		дБ	Режим передачи
4. RX OUT VSWR		1:1			Режим приёма
		100:1			Режим передачи
5. TX IN VSWR		1:1			Режим передачи
		100:1			Режим приёма
6. Выход P1dB		+27		dBm	
7. Выход IP3		+39		dBm	
8. Логический «0» управляющего напряжения		0		В	Режим приёма
9. Логическая «1» управляющего напряжения		0.7		В	Режим передачи
10. Напряжение питания		3		В	Типовое значение
		1.5 - 6		В	Предельные значения
11. Ток		5	10	мкА	Режим приёма
		0.5	1	мА	Режим передачи

Типовая схема включения приведена на рисунке 3.11

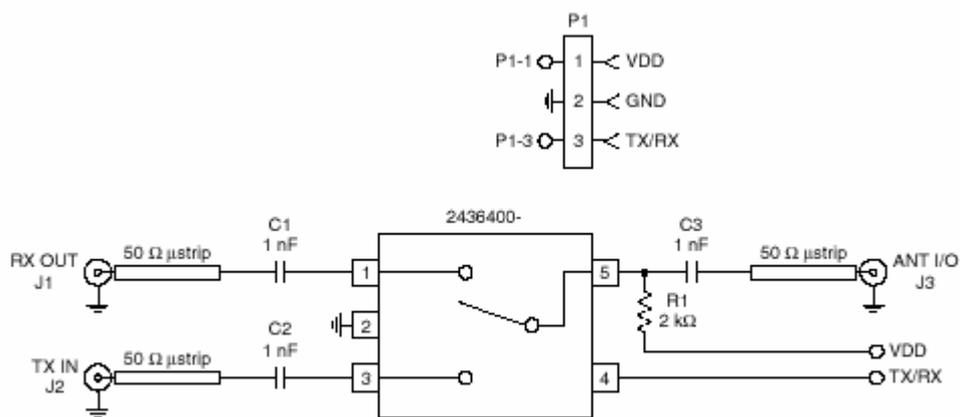


Рисунок 3.11 - Типовая схема включения RF2436

3.2.1 Расчёт входной цепи приёмника

В качестве входной цепи приёмника использована цепь с широкополосным П-образным контуром. Контур выполним на отрезке несимметричной полосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом.

Схема входной цепи изображена на рисунке 3.12.

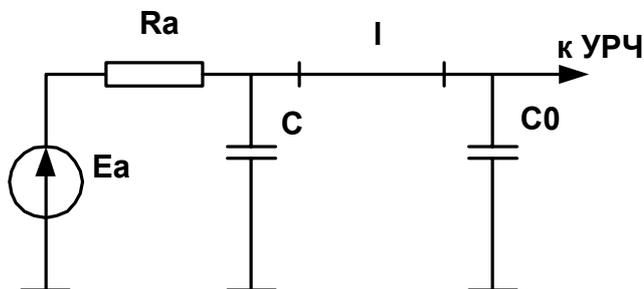


Рисунок 3.12 - Входная цепь с широкополосным П-образным контуром.

Средняя частота диапазона $f_0=900\text{МГц}$

Выберем электрическую длину отрезка линии на частоте f_0 :

$$l = \frac{\lambda_0}{12} = 0.028 \text{ м}; \quad (3.1)$$

Для выполнения условия согласования рассчитаем длину линии:

$$l_1 = l + \frac{\lambda_0}{2\pi} \arcsin \left(\sqrt{\frac{g_{\text{ex}}}{g_a}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \right); \quad (3.2)$$

$$l_1 = 0.028 + \frac{0.333}{2\pi} \arcsin \left(\sqrt{\frac{0.013}{0.02}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \right) = 0.05 \text{ м}; \quad (3.3)$$

Из условия настройки контура в резонанс определяем ёмкости конденсаторов:

$$C_0 + C_{\text{ex}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{6} \right) \cdot W}; \quad (3.4)$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot W \cdot \operatorname{tg} \left(2\pi \cdot \frac{l_1 - l}{\lambda_0} \right)}; \quad (3.5)$$

Произведя подстановку получили $C=7.9 \text{ пФ}$, $C_0+C_{\text{вх}} = 6.126 \text{ пФ}$

$C_0 = 6.126 + 2.5 = 8.626 \text{ пФ}$

Эквивалентное затухание контура входной цепи:

$$d_s = \frac{4W \cdot g_{\text{ex}} \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{6} \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{3} \right) + \sin \left(\frac{4 \cdot (l_1 - l)}{\lambda_0} \right) + \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot l_1}; \quad (3.6)$$

Получили $d_s=0.221$

Ослабление помехи зеркального канала:

$f_{\text{зк}} = f_0 + 2f_{\text{пр}} = 1040 \text{ МГц}$

$$Se = \frac{1}{d_s} \left(\frac{f_{\text{зк}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{зк}}} \right); \quad (3.7)$$

$$Se = \frac{1}{0.221} \left(\frac{1040}{900} - \frac{900}{1040} \right) = 1.314$$

$$d_3 = \sqrt{1 + Se^2} ; \quad (3.8)$$

$$d_3 = \sqrt{1 + 1.314^2} = 1.651 = 2.372 \text{ дБ}$$

Коэффициент передачи входной цепи:

$$K_{вц} = 0.5 \sqrt{\frac{g_a}{g_{ex}}} ; \quad (3.9)$$

$$K_{вц} = 0.5 \sqrt{\frac{0.02}{0.013}} = 0.612$$

3.2.2 Расчёт УПЧ

По характеру распределения избирательности в каскадах различают УПЧ с распределённой и сосредоточенной избирательностью. В УПЧ с распределённой избирательностью функции усиления и избирательности обеспечиваются в каждом каскаде. При этом резонансные контуры, создающие требуемую избирательность, одновременно определяют также и усиление тракта. Равномерное распределение избирательности вдоль тракта приводит к тому, что каждый каскад имеет в среднем невысокую избирательность, поэтому воздействию помех мешающих станций подвергается не только первый каскад усиления, но и последующие каскады. В результате возможно появление перекрёстных искажений в нескольких каскадах усиления, что снижает помехоустойчивость приёмника. Это является одним из существенных недостатков данного метода конструирования.

В усилителях с сосредоточенной избирательностью необходимая избирательность обычно создаётся системой, включенной между преобразователем и УПЧ, или после первого каскада УПЧ, а требуемое усиление – последующими за ним апериодическими или слабоизбирательными каскадами. Данный способ обеспечения избирательности предпочтительней первого, т.к. обеспечивает лучшую помехоустойчивость.

В качестве избирательной системы применим фильтр на ПАВ компании SAWTEK, включенный между преобразователем и УПЧ. Частотная характеристика фильтра представлена на рисунке 3.13.

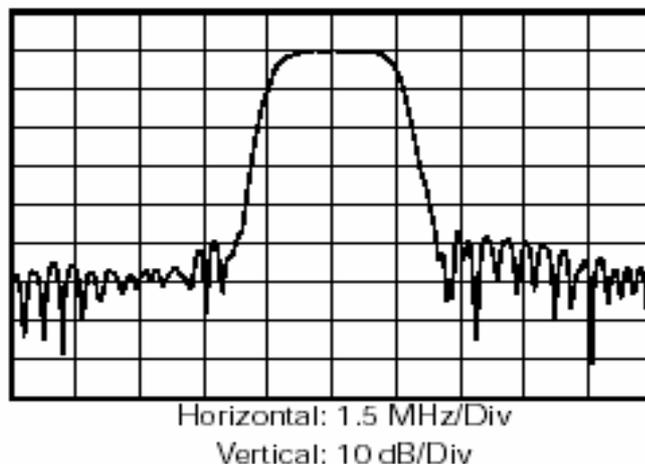


Рисунок 3.13 - АЧХ фильтра на ПАВ.

Характеристики фильтра представлены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 - Характеристики ПАВ-фильтра.

Параметр	Единицы	Минимальное значение	Типовое значение	Максимальное значение
1. Центральная частота	МГц	69.88	70	70.12
2. Вносимые потери на F_0	дБ		8.75	9.25
3. Ширина полосы по уровню 1дБ	МГц	2	2.2	
4. Ширина полосы по уровню 3дБ	МГц	2.5	2.59	
5. Ширина полосы по уровню 40дБ	МГц		4.6	5.1
6. Линейность фазы	град		5.65	9
7. Групповое время задержки	нс		240	400
8. Абсолютная задержка	мкс		2.2	
9. Материал подложки			LiTaO ₃	
10. Температурный коэффициент	ppm/°C		-23	

Схема включения для нагрузки 50 Ом показана на рисунке 3.14.

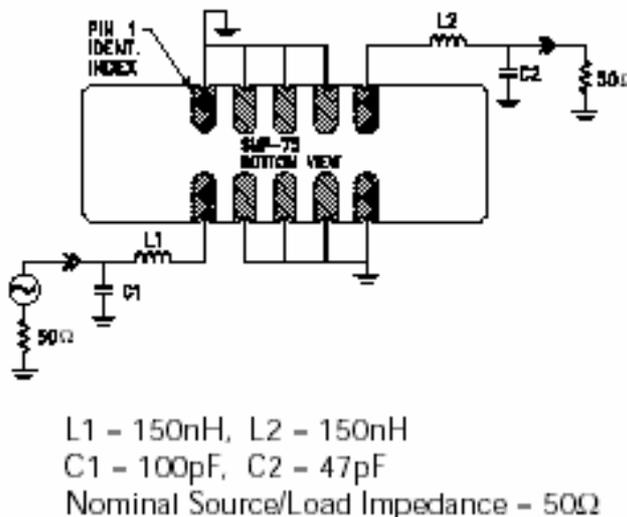


Рисунок 3.14 - Схема включения ПАВ фильтра.

Так как выход промежуточной частоты микросхемы MAX2426 имеет сопротивление 330 Ом, необходимо обеспечить дополнительное согласование входного сопротивления фильтра с выходным сопротивлением ПЧ.

Цепочка C1,L1 представляет собой Г-образный согласующий четырёхполюсник, в котором индуктивность преобразует сопротивления, а ёмкость компенсирует влияние индуктивности, обеспечивая на заданной частоте действительный характер входного сопротивления.

$R_{вх}=50$ Ом – входное сопротивление для данной цепочки

R – входное сопротивление фильтра

Q – добротность колебательного контура, образованного Г-образной цепочкой и сопротивлением R .

Воспользуемся следующими соотношениями (Петров):

$$Q = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_n} - 1}; \quad (3.10)$$

$$X = \omega L = R_n Q; \quad (3.11)$$

$$X' = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{R_{вх}}{Q}; \quad (3.12)$$

Дополним данную согласующую цепочку ещё одним Г-образным четырёхполюсником. Его входное сопротивление $R1=330$ Ом. Добротность посчитанная по формуле 3.10 составила

$$Q2 = \sqrt{\frac{330}{50} - 1} = 2.37$$

Из соотношений 3.11 и 3.12 найдём $C2=16,27$ пФ и $L2=268$ нГн.

В УПЧ с ФСИ все каскады, кроме каскада с фильтром, могут быть апериодическими или слабоизбирательными.

Слабоизбирательные каскады должны быть одноконтурными настроенными и иметь результирующую полосу, равную (3..5)П. При такой полосе пропускания можно считать, что эти каскады не влияют на частотную характеристику УПЧ, которая будет определяться каскадом с ФСИ.

В апериодических каскадах УПЧ нагрузкой транзисторов служат резисторы. Это является существенным достоинством, так как при реализации каскадов УПЧ позволяет обходиться без индуктивных катушек. Исключение может составить лишь окончательный каскад УПЧ (Сиверс).

Недостатком апериодического каскада по сравнению с резонансным является меньшее усиление, особенно на высоких частотах. Поэтому использование апериодических каскадов целесообразно лишь при выполнении следующего условия:

$$f_n < 0.2 \frac{|Y_{21}|}{2\pi \cdot (C_{11} + C_{22})}; \quad (3.13)$$

Выберем транзистор КТ391А-2, предназначенный для применения в СВЧ малошумящих усилителях. Данный транзистор имеет следующие параметры:

$$h_{21e} = 150$$

$$C_k = 0.5 \text{ нФ}$$

$$f_{cp} = 700 \text{ МГц}$$

$$I_k = 2 \text{ мА}$$

$$\tau_k = 3.7 \cdot 10^{-12} \text{ сек}$$

У-параметры транзистора КТ391А-2 представлены в приложении В.

Проверим выполнение условия 3.13.

$$Y_{21} = 0.077, \quad C_{11} = 17.37 \text{ пФ}, \quad C_{22} = 78 \text{ пФ}$$

$$0.2 \frac{0.077}{2\pi(78 + 17.37) \cdot 10^{-12}} = 135 \cdot 10^8 > f_{np}, \quad \text{таким образом возможно использование}$$

апериодических каскадов в УПЧ.

Рассчитаем коэффициент усиления апериодических каскадов, зададимся током коллектора апериодического каскада $I_k = 2 \text{ мА}$ и падением напряжения на нагрузке $U_k = 0.02 E_n = 0.02 \cdot 12 = 0.24 \text{ В}$.

Найдем проводимость нагрузки

$$g_k = \frac{I_k}{U_k} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0.24} = 8.3 \cdot 10^{-3} \text{ См} \quad (6.10)$$

Рассчитаем коэффициент усиления последнего апериодического каскада

$$K_{0\text{посл}} = \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{(g_k + g_{ex})^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_{np})^2 \cdot (C_{22} + C_{ex})^2}} \quad (6.11)$$

$$K_{0\text{посл}} = 6.113$$

Рассчитаем коэффициент усиления одного апериодического каскада

$$K_0 = \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{(g_k + g_{ex})^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_{np})^2 \cdot (C_{22} + C_{ex})^2}} \quad (6.12)$$

$$K_0 = 6.113$$

Определим устойчивый коэффициент усиления апериодического каскада:

$$K_{уст} = 0.42 \sqrt{\frac{Y_{21}}{Y_{12}}};$$

$$K_{уст} = 7.859 > K_0$$

Определим коэффициент усиления требуемый от УПЧ

$$K_{0УПЧ} = \frac{K_{0л}}{K_{0вц} \cdot K_{УРЧ} \cdot K_{0Ф}} = \frac{4000}{0.612 \cdot 18 \cdot 0.35} = 1037 \quad (6.13)$$

Определим необходимое число аperiodических каскадов:

$$n = \frac{\lg(K_{0УПЧ})}{\lg(K_0)} = \frac{3}{0,78} = 3.85 \quad (6.14)$$

Таким образом, для обеспечения необходимого коэффициента усиления необходимо четыре каскада УПЧ. Вычислим минимальную частоту спектра сигнала

$$f_{\min} = f_{np} - 0.5 \cdot \Pi \cdot 3 = 70 \cdot 10^6 - 0.5 \cdot 2.5 \cdot 10^6 \cdot 3 = 66.25 \text{ МГц} \quad (6.15)$$

Найдем требуемое значение емкости разделительных конденсаторов

$$C_p = \frac{g_k + g_{11}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \sqrt{2\varepsilon_n}} = \frac{8.33 \cdot 10^{-3} + 1.41 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3.14 \cdot 66.25 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{2 \cdot 0.025}} = 104.7 \text{ нФ} \quad (6.16)$$

3.2.4 Расчёт согласованного фильтра

В последнее время в связи с развитием интегральных технологий широкое распространение получили линии задержки с поверхностными акустическими волнами (ПАВ). МЛЗ ПАВ являются ультразвуковыми линиями задержки. Скорость ультразвуковой волны в звукопроводе много меньше скорости света, это позволяет при малых габаритах линии задержки получать большую задержку сигнала. Скорость распространения ультразвуковых волн зависит от материала звукопровода и типа волны. Звукопровод в основном берётся в виде твёрдого тела, материал подбирается в зависимости от назначения линии. В твёрдом теле могут распространяться следующие волны: продольные, поперечные (сдвиговые), волны растяжения, поверхностные (релеевские) и крутильные. Название соответствует типу колебаний, которое совершает частица твёрдого тела. Наибольшая скорость распространения у продольной волны в неограниченной среде, наименьшая – скорость поверхностной волны. Кроме того ПАВ обладают такими свойствами, как отсутствие дисперсии и малым затуханием вплоть до сверхвысоких частот. Рассмотрим кратко основные принципы построения линий задержек на ПАВ.

В качестве звукопровода ПАВ используется пьезоэлектрик. Распространение акустической волны в пьезоэлектрическом материале сопровождается возникновением электрического поля, локализованного вблизи поверхности. Это позволяет возбудить ПАВ, прикладывая напряжение к решётке из металлических электродов, расположенной на поверхности. Такую решётку называют встречно-штыревым преобразователем (ВШП). Такой преобразователь может быть использован для приёма акустических волн и создания на выходе электрического сигнала. Устройство линии задержки со встречно-штыревыми преобразователями показано на рисунке 3.17.

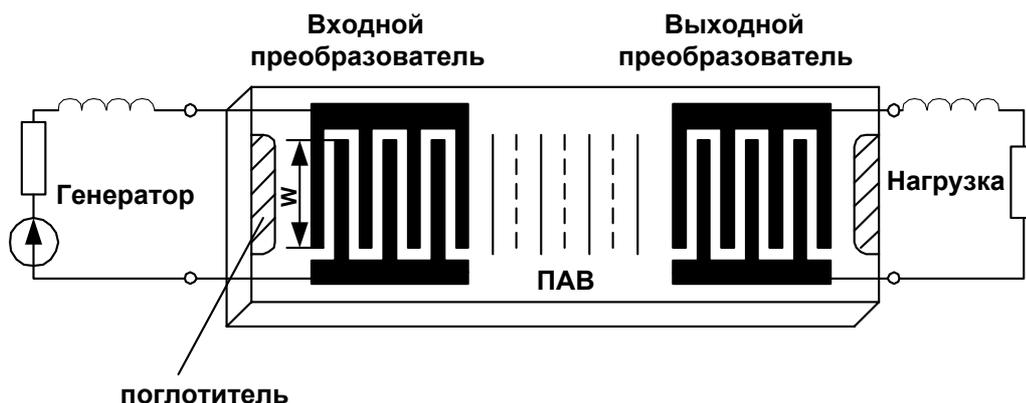


Рисунок 3.17 -Линия задержки со встречно-штыревыми преобразователями

Звукопровод, часто называемый подложкой, обычно представляет собой пластину из пьезоэлектрического материала толщиной 1 мм. ВШП состоит из группы электродов, которые поочередно подключены к двум металлическим шинам. Если к ВШП приложено переменное напряжение, то в преобразователе возникает пространственно периодическое электрическое поле, период L которого равняется расстоянию между электродами, соединёнными с одноименной шиной. Чтобы связь с ПАВ была эффективной, период преобразователя L должен быть равен длине поверхностной акустической волны или близок к ней.

Так как ВШП возбуждает волны в двух направлениях, то обеспечивают поглощение неиспользуемой волны, нанося на поверхность материал с большим затуханием. Излучение мощности в нежелательном направлении соответствует потерям в 3 дБ. В линии задержки с двумя ВШП такие потери составят 6 дБ. Потери из-за других причин как правило малы. ПАВ распространяются с небольшим затуханием, а дифракционное расхождение пучка можно сделать достаточно малым, выбирая достаточно широкую апертюру W (см. рисунок *) таким образом, чтобы выходной преобразователь находился в ближней зоне входного ВШП. Для уменьшения потерь обычно включают навесные элементы, которые обеспечивают электрическое согласование преобразователя с источником или с нагрузкой. Входное сопротивление преобразователя имеет, как правило, ёмкостной характер, поэтому для подстройки часто достаточно включить одну индуктивную катушку, как показано на рисунке *. Значение апертюры W влияет как на входное

сопротивление преобразователя, так и на дифракционные характеристики. Типичный размер апертуры составляет от 20 до 100 длин волн, т.е. несколько миллиметров, что не представляет трудностей при изготовлении. Правильно спроектированные линии задержки вносят затухание не более 10 дБ, хотя обычно предусматриваются заведомо большие потери, чтобы уменьшить переотражения. По своей природе двунаправленный преобразователь сильно отражает падающие ПАВ даже при хорошем согласовании с источником или нагрузкой. Это приводит к возникновению паразитного выходного сигнала, известного под названием трёхпролётного сигнала, который связан с трёхкратным прохождением волны вдоль устройства. Для подавления этого сигнала часто намеренно избегают хорошего согласования с источником или нагрузкой, поэтому обычно вносимые потери превышают 15 дБ. Существуют более сложные однонаправленные преобразователи, позволяющие получить малые потери и одновременно подавлять нежелательные отражения.

Согласованные фильтры для ФКМ-сигналов

Согласованный фильтр для приёма ФКМ-сигналов выполняется в виде многоотводной линии задержки. Функциональная схема такого фильтра для 11-ти разрядного кода Баркера показана на рисунке 3.18.

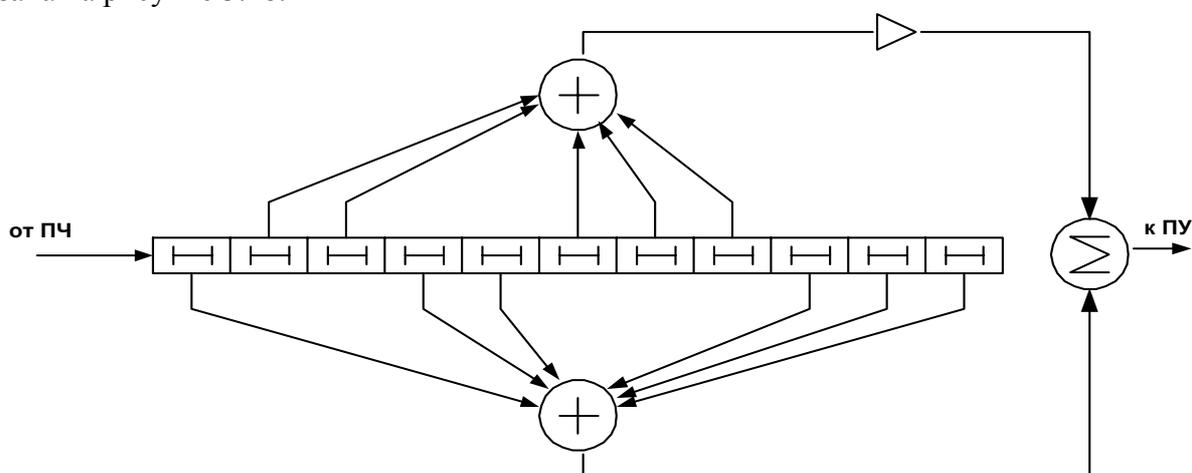


Рисунок 3.18 - Функциональная схема согласованного фильтра для 11-ти разрядного кода Баркера

При прохождении через фильтр сигнала, модулированного 11-ти разрядным кодом Баркера, происходит синфазное сложение сигналов со всех отводов и на выходе сумматора появляется сигнал с амплитудой в 11 раз превышающей амплитуду входного сигнала.

Устройство согласованного фильтра для ФКМ-сигналов с фиксированной системой кодирования показано на рисунке 3.19.

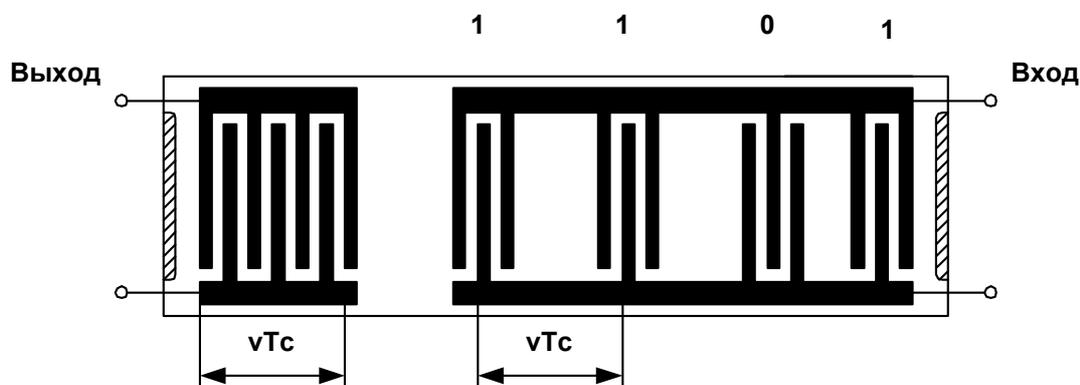


Рисунок 3.19 - Согласованный фильтр с фиксированной системой кодирования для ФКМ-сигналов

v - скорость ПАВ. T_c – длительность кодовой посылки.

Относительные уровни корреляционного максимума и боковых лепестков во временной области чувствительны к амплитудным и фазовым ошибкам в отдельных отводах. Обычно отношения уровней главного максимума и бокового лепестка изменяются на 1-2 дБ относительно идеального значения.

На рисунке * видно, что возбуждения из последовательных зазоров распределяются с периодом, равным половине периода решетки, и что электрические поля в зазорах имеют противоположную полярность. Следовательно, на синхронной частоте фазовый сдвиг распространяющейся волны между последовательными зазорами составляет π радиан и такой же фазовый сдвиг имеет возбуждающее электрическое поле. Отражения от соседних электродов также складываются в фазе на синхронной частоте. Таким образом, хотя при геометрии преобразователя, показанной на рис 3.19, генерация ПАВ максимальна на синхронной частоте, при этой геометрии так же максимальны вредные эффекты отражений от электродов.

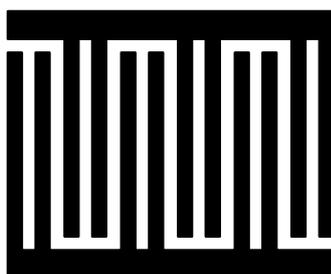


Рисунок 3.20 - ВШП с геометрией «двойных электродов»

На рисунке 3.20 показана простая модификация геометрии преобразователя, значительно уменьшающая отражения от электродов за счёт удвоения периодичности металлических электродов без изменения периодичности возбуждающих электродов. При такой геометрии «расщеплённых штырей», или «двойных электродов», фазовый сдвиг за счёт отражений от соседних электродов уменьшается до π без изменения периодичности возбуждающего электрического поля. Таким образом, возбуждения по-прежнему складываются в фазе на синхронной частоте, тогда как отдельные отражения теперь взаимно попарно уничтожаются. Такая геометрия рекомендуется для всех преобразователей.

Фильтры на ПАВ реализуются повторяющихся задержек и выборок входного сигнала, поэтому они характеризуются как трансверсальные фильтры. Сходство между идеальным трансверсальным фильтром и фильтром на ПАВ делает проектирование последнего более простым и универсальным. Однако акустическое устройство не точно соответствует трансверсальному фильтру и эти несоответствия необходимо учитывать при проектировании.

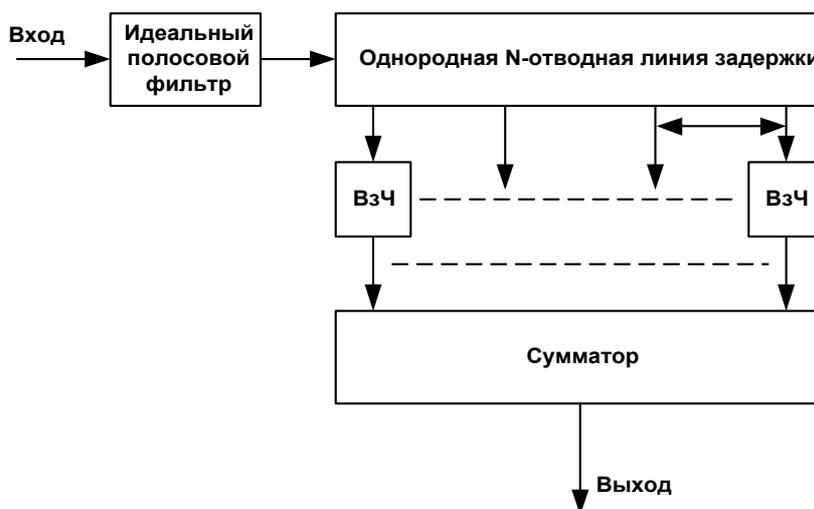


Рисунок 3.21 - Идеальный трансверсальный фильтр на однородной многоотводной линии задержки.

На рисунке 3.21 схематически представлен идеальный трансверсальный фильтр, состоящий из полосового фильтра, включенного последовательно с однородной многоотводной линией задержки. В отводах линии задержки происходит амплитудное и фазовое взвешивание и затем после суммирования образуется выходной сигнал.

Вычислим импульсный отклик этой сложной структуры. Импульсный отклик идеального полосового фильтра $s(t)$ есть фурье-образ передаточной функции полосового фильтра, а именно

$$s_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \pi B}^{\omega_0 + \pi B} e^{i\omega t} d\omega = B \frac{\sin \pi B t}{Bt} e^{i\omega_0 t}$$

где B -полоса пропускания полосового фильтра

График зависимости $s_1(t)$ представлен на рисунке 3.22.

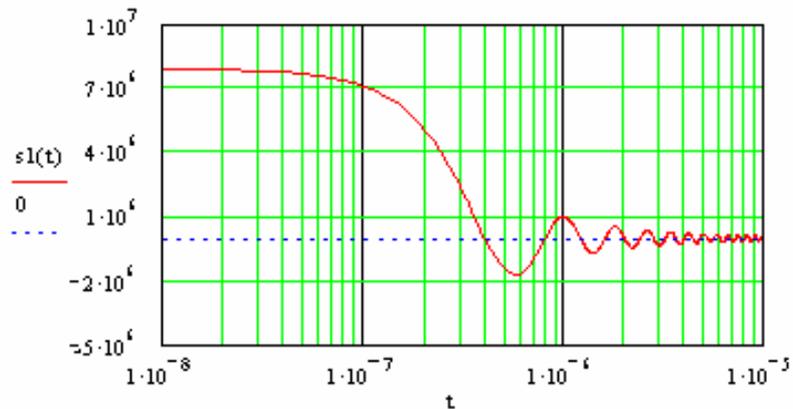


Рисунок 3.22 - Импульсный отклик идеального полосового фильтра

Действие МЛЗ сводится к задержке сигнала $s_1(t)$ на величину $n\tau$, где n – номер отвода, а τ – время задержки между двумя соседними отводами. Таким образом, если входной сигнал МЛЗ есть $s_1(t)$, то выходной сигнал n -го идеального отвода есть $s_1(t - n\tau)$. Этот сигнал умножается на комплексный вес и затем складывается с взвешенными выходными сигналами других $N-1$ отводов, образуя отклик трансверсального фильтра $s(t)$, определяемый выражением.

$$s(t) = B \sum_{n=1}^N A_n \frac{\sin \pi B(t - n\tau)}{\pi B(t - n\tau)} e^{i(2\pi f_0(t - n\tau) + \phi_n)}$$

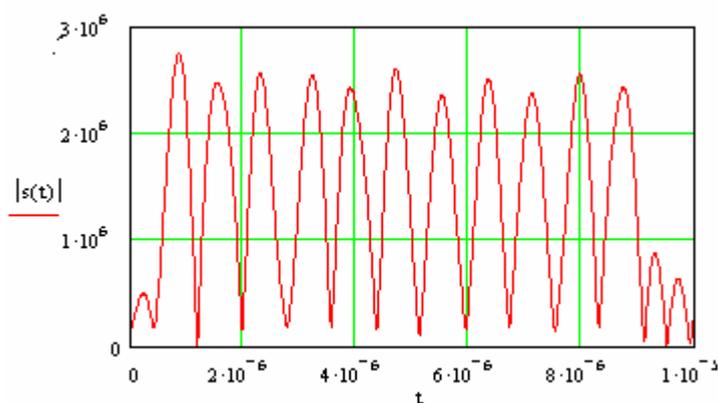


Рисунок 3.23 - Отклик трансверсального фильтра

Передаточная функция трансверсального фильтра получается как фурье-образ импульсного отклика.

Расчёт фазового детектора.

Для детектирования фазомодулированных сигналов необходим генератор опорного напряжения. Так как мы имеем дело с фазоманипулированными сигналами, в которых фаза принимает два дискретных значения 0 и 180, то в качестве опорного колебания можно использовать сам фазоманипулированный сигнал, предварительно умноженный и поделенный на два. При умножении фазоманипулированного сигнала на два, фазовая манипуляция уничтожается и получается немодулированный гармонический сигнал с частотой в два раза превышающей частоту исходного сигнала. Т.е. поделив частоту такого колебания на два, можно использовать его в качестве опорного.

Схема балансного фазового детектора показана на рисунке *.

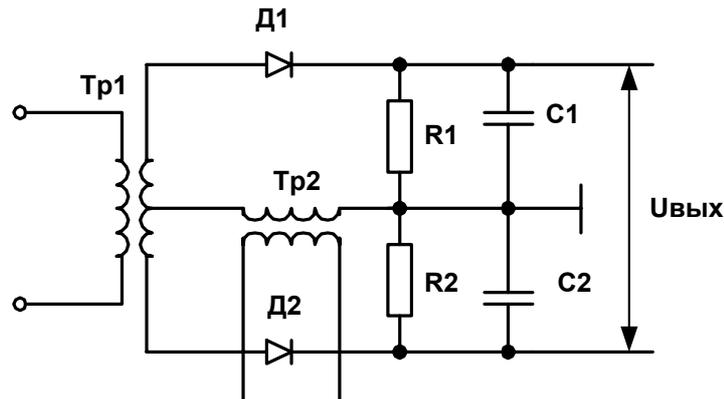


Рисунок * - Балансный фазовый детектор.

Такой детектор состоит из двух встречно включенных амплитудных детекторов, нагрузкой которых являются соответственно резисторы и конденсаторы R1, C1; R2, C2. При этом $C1=C2=C$ и $R1=R2=R$. Одно из входных напряжений подводится к схеме с помощью трансформатора Tr1 со средней точкой таким образом, чтобы составляющие этого напряжения u_1' и u_1'' имели одинаковую амплитуду и действовали на диоды D1 и D2 в противофазе, т.е.

$$u_1' = U_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$u_1'' = -U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

Второе входное напряжение $u_2 = U_2 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ через трансформатор Tr2 подводится к диодам с одинаковой фазой.

Таким образом, на каждом из диодов действует сумма двух напряжений (конденсаторы C1 и C2 для токов частот первого и второго сигналов представляют короткое замыкание):

$$u_{D1} = u_2 + u_1'; \quad u_{D2} = u_2 + u_1''.$$

Выходное напряжение фазового детектора равно:

$$U_{вых} = \frac{2K_D U_1 U_2 \cos \varphi}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2}};$$

Оценим порядок входных сопротивлений балансного фазового детектора.

5 Патентное исследование

5.1 Задание для проведения патентного поиска

Предмет патентного поиска – приемные устройства СВЧ диапазона, работающие в полудуплексном режиме.

Цель патентного поиска – установление патентной чистоты проектируемого устройства.

Патентный поиск проводится по фондам стран: Россия (СССР), Великобритания, Германия, Япония, США.

Ретроспективность поиска – 5 лет.

Поиск ведется по фондам библиотеки ТУСУР.

Предмет исследования – приемно-передающие устройства. В Международной классификации изобретений (МКИ) есть рубрика – Н04В, которая содержит подразделы:

- 1\38 – приемопередатчики, т. е. устройства в которых приемник и передатчик объединены в один конструктивный блок, в котором, по меньшей мере, одна часть используется для приема и передачи;
- 1\40 – схемы;
- 1\50 – с использованием одной и той же частоты для обоих направлений связи;

В табличной форме приведены основные данные о найденных в патентной документации устройствах и принадлежащих к искомому типу. Данные приведены в таблицу 5.1.

Таблица 5.1 – Основные данные по патентной документации.

Страна выдачи, вид и номер охранного документа, классификационный индекс	Заявитель, с указанием страны, даты приоритета	Сущность заявленного технического решения и цели создания (по описанию изобретения и опубликованной заявки)
1	2	3
Япония В4 №5080178 Н04В1\40	Цурута Кацухиро Япония 30.07.84.	Устройство радиосвязи
Великобритания А1 № 2271247 Н04В1\46	Hasan Claude Kashtan Aharou Великобритания 05.10.92.	Система радиосвязи
США А №5055308 Н04В1\40	Robert M. Hewitt США 09.01.90.	Приемопередатчик со схемой управления батареей питания и способ его применения
Япония В4 №543217 Н04В1\40	Симада рика когё К.К. Япония 16.10.87.	Приемопередатчик с быстрым переключением каналов
Германия А №1667987 Н04В1\50,1\48	Grunecker A. Германия 14.02.91.	Приемопередатчик для мобильных систем связи
Великобритания А1 №2274222 Н04В1\54	Williams Anthony Великобритания 13.04.94.	Приемопередатчик
Япония В4 №5054739 Н04В1\50	Ниппон дэки К.К. Япония 23.04.93.	Приемопередатчик

Окончание таблицы 5.1

1	2	3
СССР А1 №1688423 H04B7\00	Цимбал В.А. Смирнов В.Е. Тымчинский А.И. СССР 30.10.91.	Система радиосвязи
США А №4956879 H04B1\44	Takado Koshiishi Япония 13.03.30.	Система радиосвязи с развязкой по постоянному току

5.2 Сравнительный анализ выявленных аналогов

Рассмотрим сущность заявленного технического решения в представленных охранных документах согласно порядку представления в таблице.

Владельцем первого охранного документа является Цурута Кацухиро из Японии и описан документ следующим образом.

Устройство радиосвязи позволяет в зависимости от используемой частоты выбрать режим передачи или приема. Устройство радиосвязи отличается тем, что содержит блок задания частоты, который осуществляет установку используемой частоты; запоминающее устройство, хранящее граничные значения частот, используемых в обоих режимах; устройство распознавания режимов, которое, сравнивая установленную частоту с граничными частотами, записанными в запоминающем устройстве, распознает, соответствует ли режим радиосвязи установленной частоте; коммутатор режимов, который по выходному сигналу устройства распознавания режимов осуществляет переключение в устройстве радиосвязи используемого режима связи.

Основное отличие предложенной в данной заявке схемы от спроектированной состоит в том, что выбор режима (прием или передача) осуществляется в зависимости от используемой частоты. Тогда как в проектируемом устройстве переход от одного режима к другому осуществляется с помощью электронного ключа.

Рассмотрим следующий охранной документ, владельцами которого являются Kashtan Aharou, Hasan Claude из Великобритании, ниже приведено его краткое описание взятое из сборника "Изобретения стран Мира".

Аппаратура радиосвязи подвижного объекта содержит устройства для обнаружения речевого аудиосигнала, принятого от дистанционного блока. Последний переключается из режима приёма по умолчанию в режим передачи при обнаружении речевого сигнала. При обнаружении речевого сигнала в принятом дистанционный блок переключается из режима приёма по умолчанию в активный режим приёма, который сохраняется даже в том случае, когда обнаруживается сигнал, поступающий от микрофона.

Из описания следует, что устройство может работать в двух режимах - приёма и передачи. Но приёмопередатчик в данном случае сам переключается из режима приёма в режим передачи при обнаружении речевого сигнала в микрофоне. Следовательно в данном случае можно говорить о патентной чистоте спроектированного устройства.

Следующий охранной документ, владельцем которого являются Robert M. Hewitt из США описан следующим образом.

Приёмопередатчик содержит батарею питания, передатчик, приёмник, выключатель питания, схему управления выключателем питания и систему монтажных проводов. В состав приёмопередатчика входит программирующее устройство, которое формирует сигнал запуска, подаваемый на схему управления выключателем питания, обеспечивая подачу напряжения питания от батареи к приёмнику или передатчику при их работе. В остальные промежутки времени батарея отключена от схемы приёмопередатчика. В дежурном режиме программирующее устройство периодически подключает батарею питания к приемнику или передатчику на короткие промежутки времени и обеспечивают подачу напряжения питания, если приемник или передатчик в этот момент времени переходят в рабочее состояние. Требуемые интервалы времени

формируются двумя схемами выдержки времени, входящими в состав программирующего устройства.

Из описания видно, что приёмник и передатчик в предложенной схеме не работают постоянно, а подключаются в зависимости от того, когда требуется их работа. Кроме того, в состав приёмопередатчика входит программирующее устройство, которое формирует сигнал запуска, подаваемый на схему управления выключателем питания. Эти отличия говорят в пользу того, что данное изобретение имеет существенное отличие от спроектированного устройства.

Рассмотрим следующий из выявленных аналогов охранной документ владельцем, которого является Симада рика когё К.К. из Японии, ниже приведено его краткое описание, взятое из сборника "Изобретения стран Мира".

Приёмопередатчик содержит генератор несущей СВЧ; направленный ответвитель, во входное плечо которого поступает сигнал с генератора; циркулятор, первое плечо которого соединено с приёмным или связанным с ним выходным плечом ответвителя; используемый как при приёме, так и при передаче полосовой фильтр, подключенный одной стороной ко второму плечу циркулятора; передающую антенну, которая через используемый при передаче переключающий элемент подключена ко второй стороне полосового фильтра; порт для ввода передаваемого сигнала, включенный между переключающим элементом и передающей антенной; приёмную антенну, которая через приёмный переключающий элемент подключена ко второй стороне полосового фильтра; смеситель, на который поступают сигнал из выходного плеча ответвителя и выходной сигнал из третьего плеча циркулятора.

Из описания следует, что устройство имеет ряд отличий - это наличие двух антенн, циркулятора, направленного ответвителя и др., благодаря наличию которых можно говорить об явных отличиях рассматриваемых устройств и, как следствие, о патентной чистоте спроектированного устройства по отношению к только что описанному.

Пятый охранный документ, владельцем которого является Grunecker A. из Германии, описан следующим образом. Приёмопередатчик отличается тем, что имеет ключевую схему на р-і-п диодах для подключения приёмника и передатчика к антенне в процессе выбора режима работы; подключенный к ключевой схеме малошумящий усилитель принимаемого сигнала для увеличения чувствительности; подключенный к усилителю первой полосовой фильтр с соответствующими характеристиками для подавления зеркального канала и внутренних помех, причем выходной сигнал фильтра подан на приемник; подключенный к передатчику второй полосовой фильтр шумоподавления мешающих сигналов типа остатков несущей и продуктов гармонических искажений и подачи к антенне только полезного передаваемого сигнала; подключенный к диодной ключевой схеме усилитель мощности для усиления выходного сигнала второго полосового фильтра и подачи его в антенну.

Одной из основных характеристик вышеописанной схемы является то, что имеется ключевая схема на р-і-п диодах для подключения приёмника или передатчика к антенне в процессе выбора режима работы. А это значит, что спроектированное устройство и в этом случае обладает патентной чистотой по отношению к рассматриваемому, так как в первом роль коммутатора антенны берёт на себя микросхема MRFIC-0903.

Рассмотрим следующий охранный документ, владельцем, которого является Williams Anthony David из Великобритании, ниже приведено его краткое описание взятое из сборника "Изобретения стран Мира".

В предлагаемом приёмопередатчике, работающем в полудуплексном режиме, принятый сигнал в преобразователе понижается по частоте для последующего усиления в усилителе сигнала ПЧ. Передаваемый сигнал модулирует несущую с частотой, соответствующей удвоенному значению частоты сигнала ПЧ, и затем этот сигнал, перед преобразователем вверх делится по частоте в делителе частоты на пять.

Вышеописанное устройство очень сильно напоминает спроектированное, но и в данном случае есть одно "но" благодаря которому можно говорить о патентной чистоте проекта - это то, что передаваемый сигнал модулирует несущую с частотой в два раза большей промежуточной.

Рассмотрим следующий охранный документ (последний на первой странице таблицы), владельцем которого является Ниппон дэки К.К. из Японии, ниже приведено его краткое описание взятое из сборника "Изобретения стран Мира".

В приёмопередатчике используется один генератор, обеспечивающий постоянную разность частот приёма и передачи, причем в передатчике генератор используется в качестве источника несущей, а в приёмнике - в качестве гетеродина в блоке преобразования частоты. Приёмопередатчик отличается тем, что блок преобразования частоты приёмника содержит разделитель сигналов 0° - 90° , на вход которого поступают сигналы с выхода гетеродина; два преобразователя частоты, на входы которых поступают входной сигнал и сигнал соответствующих выходов разделителя; сумматор сигналов 0° - 90° , на вход которого поступают сигналы с соответствующих преобразователей; переключатель, который инвертирует сигналы с выходов соответствующих преобразователей и подаёт их на входы сумматора.

Как следует из описания, приёмопередатчик в целом собран по стандартной схеме, но его отличие от спроектированного заключается в наличии разделителя сигналов гетеродина по фазе - это схемное решение обеспечило патентную чистоту спроектированного устройства в данном случае.

Рассмотрим охранной документ (первый на второй странице таблицы), владельцами которого являются Цимбал В.А., Смирнов В.Е., Тымчинский А.И. из СССР и описанный следующим образом.

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано в системах радиосвязи. Цель изобретения - снижение затрат при сохранении объекта передаваемой информации. Для достижения указанной цели введены на передающей стороне D-триггер, второй амплитудный детектор и второй D-триггер, а также RS-триггер и блок линейного сложения. Введённые блоки позволяют обеспечить передачу и приём информации при использовании одного передатчика. При этом один канал передачи организован методом угловой модуляции, а другой - методом поляризационной манипуляции.

Основным ключевым свойством поданной заявки является то, что схема позволяет обеспечить передачу и приём информации от двух источников при использовании одного передатчика. Спроектированная схема такого свойства не имеет - следовательно, и в данном случае можно говорить о патентной чистоте.

Рассмотрим последний охранной документ, владельцем которого является Takado Koshiishi из Японии и описанный следующим образом.

Система содержит радиоблок, имеющий устройства приёма и передачи и переключатель для подключения одного из устройств приёма или передачи, микрофон, устройство передачи данных и устройство сопряжения. Устройство сопряжения имеет схему развязки по постоянному току, один конец которой подключен к устройствам приёма и передачи. Второй конец схемы развязан по постоянному току от первого конца для предотвращения возможности прохождения шума и через первый коммутатор подключается либо к микрофону, либо к устройству передачи данных. Устройство сопряжения имеет также второй коммутатор, переключаемый в режим передачи или приема и формирующий сигнал выбора режима, подаваемый на переключатель устройств приёма и передачи.

Вышеописанное устройство имеет в своём составе устройство сопряжения, состоящее из схемы развязки по постоянному току. Наличие данной схемы дает возможность говорить о патентной чистоте спроектированного устройства по отношению представленному в таблице.

Таким образом, спроектированное устройство не попадает ни под один из рассмотренных выше документов и является патентно-чистым на рассмотренном промежутке времени с 1995 по 2000 год.