Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформації
(повна назва)
Кафедра Комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

рівень вищої освіти другий (магістерський)

Аналіз впливу завад на прийом шумоподібного сигналу шляхом математичного моделювання
(тема)

Виконав:
студент 2 курсу, групи РТм-21-1
Чередніченко О.Р.
(прізвище, ініціали)
Спеціальність 172
Телекомунікації та радіотехніка
Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма Радіотехніка

Керівник проф. Антіпов І.Є.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри _____ Антіпов І. Є.
(підпис) (прізвище, ініціали)

2022 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформації

Кафедра Комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва)

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма Радіотехніка
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри
Антіпов І. Є. _____
(підпис)
24.10.2022 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Студентові Чередніченко Олексію Романовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Аналіз впливу завад на прийом шумоподібного сигналу шляхом математичного моделювання
(тема проекту)

затверджена наказом по університету від 21.10.2022 р. № 1378 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 12 грудня 2022 р.

3. Вихідні дані до роботи:

Для ФМ ШПС з базою від 11 до 255 розробити модель його формування, приймання та обробки в умовах шумової та/або вузькосмугової завади.

В моделі реалізувати функції перетворення частоти, ФНЧ, амплітудного обмеження, кореляційної обробки сигналу, що приймається.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:

- *шумоподібні сигнали, їх формування, прийом та обробка (огляд)*
- *аналіз особливостей та проблем моделювання, прийому та обробки ШПС*
- *розробка моделі*
- *моделювання прийому та обробки ШПС при різних відношеннях С/Ш та С/З*
- *результати моделювання*

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів)

1. Титульний слайд.

2. Властивості та переваги ШПС.

3. Проблема вразливості ШПС до вузькосмугових завад.

4. Завдання.

5. Обґрунтування необхідності застосувати моделювання.

6. Розробка та опис моделі.

7-11. Результати моделювання.

12. Висновки.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	*Визначення цілей модулювання*	*До 24.10.22*	
2	*Моделювання та опис результатів.*	*24.10.22 – 14.11.22*	
3	*Написання огляду теорії (1-й розділ)*	*14.11.22 – 21.11.22*	
4	*Оформлення роботи*	*22.11.22 – 30.11.22*	
5	*Оформлення графічного матеріалу*	*1.12.22 – 10.12.22*	
5	*Представлення кваліфікаційної роботи на кафедрі*	*12.12.22*	

Дата видачі завдання *25 жовтня 2022 р.*

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____ проф. *Антіпов І. Є.*
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка к квалификационной работе магистра: 76 с., 34 рис., 2 приложения, 8 источников.

ШУМОПОДОБНЫЙ СИГНАЛ, СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ПРИЕМ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ, МОДЕЛИРОВАНИЕ, РАДИОТЕХНИКА

Объект исследования – влияние помех и параметров системы приема ШПС на помехоустойчивость с помощью моделирования.

Цель работы – разработать модель, пригодную для проведения исследования помехоустойчивости системы приема ШПС; провести моделирование для случая узкополосной помехи.

Методы решений – аналитический обзор, компьютерное моделирование.

Результаты работы могут иметь практическую ценность для лучшего понимания влияния помех на систему приема ШПС, что позволит улучшить как существующие системы, использующие ШПС, так и средства их подавления.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи магістра: 76 с., 34 рис., 2 додатки, 8 джерел.

ШУМОПОДІБНИЙ СИГНАЛ, СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ, ПРИЙОМ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ЗАВАД, МОДЕЛЮВАННЯ, РАДІОТЕХНИКА

Об’єкт дослідження – вплив завад та параметрів системи прийому ШПС на завадостійкість за допомогою моделювання.

Мета роботи – розробити модель, придатну для проведення дослідження завадостійкості системи прийому ШПС; провести моделювання для випадку вузькосмугової перешкоди.

Методи розв’язку – аналітичний огляд, комп'ютерне моделювання.

Результати роботи можуть мати практичну цінність для кращого розуміння впливу завад на систему прийому ШПС, що дозволить поліпшити як існуючі системи, що використовують ШПС, так і засоби їх придушення.

ABSTRACT

Explanatory note to the master qualification work: 76 pages, 34 figures, 2 appendices, 8 information sources.

NOISE-LIKE SIGNAL, INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS, SIGNAL RECEIVING UNDER INTERFERENCES, MODELING, RADIO ENGINEERING

The object of research – the influence of interference and parameters of the NLS receiving system on noise immunity using computer modeling.

The purpose of the work – to develop a model suitable for conducting a research of the noise immunity of the NLS reception system; to make simulations for the case of narrowband interference.

Solution methods – analytical review, computer modeling.

The results of the work can provide practical value for a better understanding of the influence of interference on the NLS receiving system, which will improve both the existing systems using NLS and the means of their suppression.

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ, СИМВОЛОВ, ЕДИНИЦ, СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ 9
ВВЕДЕНИЕ 10
1 ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ, ИХ ФОРМИРОВАНИЕ, ПРИЕМ И ОБРАБОТКА 11
1.1 Определение ШПС 11
1.2 Помехоустойчивость ШСС 12
1.3 Виды ШПС 13
1.4 Формирование ШПС 15
1.5 Прием и обработка ШПС 17
1.6 Помехи, оказывающие влияние на ШПС 19
Выводы по разделу 1 21
2 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА МОДЕЛИРОВАНИЕ 23
2.1 Актуальность проведения моделирования 23
2.2 Требования к модели 27
2.3 Недостатки существующей модели 29
Выводы по разделу 2 30
3 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ 31
3.1 Модель информационного и модулированного сигнала 31
3.2 Формирование ФМ-сигнала 33
3.3 Моделирование шума 34
3.4 Модель фазового детектора 35
3.5 Модель ФНЧ 37
3.6 Модель амплитудного ограничителя 42
3.7 Модель интегратора 43
3.8 Пороговое устройство 45
3.9 Особенности реализации модели и обработка результатов 46
Выводы по разделу 3 47

4 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ 48
4.1 Зависимость вероятности ошибки от базы сигнала 48
4.2 Зависимость вероятности ошибки от ФНЧ 49
4.3 Влияние гармонической помехи на помехоустойчивость ШСС 50
4.4 Влияние амплитудного ограничителя 52
Выводы по разделу 4 54
ВЫВОДЫ 55
ПЕРЕЧЕНЬ ИСТОЧНИКОВ ССЫЛОК 56
Приложение А Программа модели 57
Приложение Б Графические материалы 63

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ, СИМВОЛОВ, ЕДИНИЦ, СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

БИХ – бесконечная импульсная характеристика;

КИХ – конечная импульсная характеристика;

МП – модулирующая последовательность;

НЧ – несущая частота;

РТС – радиотехническая система;

СКО – среднеквадратическое отклонение;

УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

УРЧ – усилитель радиочастоты;

ФМ – фазовая манипуляция;

ФНЧ – фильтр низких частот;

ФЧХ – фазочастотная характеристика;

ЧМ – частотная модуляция;

ШПС – широкополосный сигнал;

ШСС – широкополосная система связи.

ВВЕДЕНИЕ

В современном мире широко используются шумоподобные сигналы (ШПС). Они находят применение в различных системах связи. Так как ШПС обычно имеют достаточно большую базу (порядка сотен – тысяч), они обладают хорошей скрытностью и помехоустойчивостью. В системах, где применяют ШПС, уровень сигнала может быть в несколько раз ниже уровня шума. ШПС позволяют успешно бороться с многолучевым распространением радиоволн путем разделения лучей, обеспечивают совместимость передачи информации с измерением параметров движения объекта в системах подвижной связи. Также ШПС обеспечивают электромагнитную совместимость широкополосных систем с узкополосными системами радиосвязи и радиовещания, системами телевизионного вещания, обеспечивают лучшее использование спектра частот на ограниченной территории по сравнению с узкополосными системами связи.

Однако высокая помехоустойчивость ШПС не делает его неуязвимым для помех. Несмотря на то, что простые способы подавления ШПС оказываются малоэффективны ввиду необходимости излучать большое количество энергии в широкой полосе частот, существуют помехи, которые используют уязвимости ШПС, позволяя добиться его подавления при относительно небольших затратах энергии.

Одним из таких сигналов является узкополосная помеха, частота которой несущественно отличается от средней частоты подавляемого сигнала. При воздействии такой помехи на приёмник прямого преобразования могут возникать биения помехи и сигнала гетеродина, что приводит к частичному или полному искажению модулирующей последовательности и нарушению её декодирования.

Существенную роль в схеме приемника ШПС при противодействии такой помехе играет амплитудный ограничитель. Исследованию его влияния на приемный тракт ШПС и посвящена данная работа.

1 ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ, ИХ ФОРМИРОВАНИЕ, ПРИЕМ И ОБРАБОТКА

1.1 Определение ШПС

К идее использования сложных широкополосных сигналов привел ряд проблем, возникших в результате развития радиотехнических систем.

Одной из таких проблем в области систем передачи информации был конфликт между желанием передать большой объем информации с как можно большей скоростью и обеспечением достаточной достоверности приема. Принципиальное решение данной проблемы было предложено К. Шенноном [2], который ввел понятие пропускной способности канала ($C = 1/T$) и показал, что:

$$C = F * \log_2(1 + S/N) \tag{1.1}$$

где: F – полоса частот, которую занимает сигнал, передающий информацию;

S и N – мощности сигнала и шума.

Вывод из (1.1) состоит в том, что теоретически информацию по каналу связи можно передавать с любой скоростью, не превышающей C, и с любой достоверностью. Наращивая избыточность кодирования теоретически достоверность передачи информации можно сделать сколь угодно высокой [4].

Соотношение (1.1) можно переписать в следующем виде:

$$FT = \frac{1}{\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)} \tag{1.2}$$

При $S/N \ll 1$ логарифм устремляется к 0, а левая часть неравенства – к бесконечности, что равносильно:

$$FT \gg 1 \tag{1.3}$$

Неравенство (1.3) является основополагающим принципом при формировании широкополосного сигнала. Отсюда следует определение широкополосного (шумоподобного) сигнала (ШПС): это сигнал, удовлетворяющий условию (1.3),

т.е. сигнал с базой ($B = FT$) много больше единицы. Системы связи, использующие ШПС, получили название широкополосных систем связи (ШСС).

Также из $S \ll N$ следует еще одно важное качество систем связи с ШПС: способность работать «под шумами». Это обеспечивает скрытность работы радиотехнических систем (РТС) и возможность уплотнения каналов связи.

1.2 Помехоустойчивость ШСС

Помехоустойчивость ШСС определяется общеизвестным соотношением, связывающим отношение сигнал/помеха на выходе приемника q^2 с отношением сигнал/помеха на входе приемника ρ^2 [7]:

$$q^2 = 2B\rho^2 \tag{1.4}$$

где $\rho^2 = P_c/P_{\text{п}}$ (P_c, $P_{\text{п}}$ – мощности ШПС и помехи), $q^2 = 2E/N_{\text{п}}$, E – энергия ШПС, $N_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности помехи в полосе ШПС. Соответственно $E = P_c T$, а $N_{\text{п}} = P_{\text{п}}/F$.

Отношение сигнал/помеха на входе ШСС определяется энергией сигнала и помехи, а на выходе – характеристиками приема ШПС. Как видно из (1.4) прием ШПС сопровождается усилением сигнала в $2B$ раз. Поэтому даже при $\rho^2 \ll 1$, при достаточно высокой базе B, может быть получено необходимое для правильного приема значение величины q^2. Именно поэтому величину (1.5) называют коэффициентом усиления при обработке ШПС или просто усилением обработки.

$$K_{\text{ШПС}} = \frac{q^2}{\rho^2} = 2B \tag{1.5}$$

Из соотношения (1.5) видно, что даже при уровне помехи, превышающем уровень сигнала, работа ШСС возможна. Нужно только подобрать нужную базу сигнала.

1.3 Виды ШПС

Четкой и однозначной классификации ШПС не существует. Тем не менее, ШПС можно классифицировать как минимум по виду модуляции.

По виду модуляции ШПС делятся на частотно-модулированные (ЧМ) сигналы; многочастотные (МЧ) сигналы; фазоманипулированные (ФМ) сигналы; дискретные частотные (ДЧ) сигналы [7].

ЧМ сигналы (рис. 1.1) являются непрерывными сигналами, частота которых изменяется по заданному закону. Ширина спектра таких сигналов равна диапазону изменения частоты девиации: $F = \Delta f_д$. База ЧМ сигнала соответственно равна $B = \Delta f_д T$, где T – длительность сигнала.

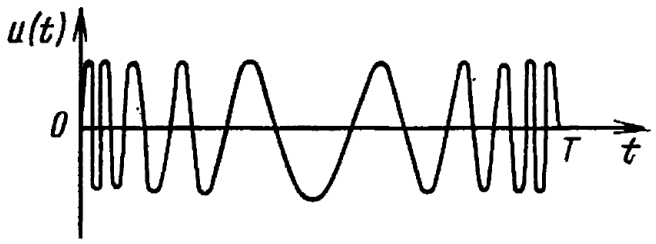

Рисунок 1.1 – ЧМ-сигнал

В системах связи необходимо иметь множество сигналов, что усложняет создание согласованного фильтра. При этом необходимость быстрой смены сигналов и переключения аппаратуры формирования и обработки приводят к тому, что закон изменения частоты становится дискретным. При этом от ЧМ сигналов переходят к ДЧ сигналам.

МЧ сигналы (рис.1.2) являются суммой нескольких гармоник. Ширина спектра такого сигнала равна $F = 1/T$, база $B = F/F_0 = N$, где F_0 – ширина спектра одного элемента сигнала, N – число гармоник. Как видно, база сигнала равна числу частотных каналов. Поэтому для обеспечения большой базы необходимо большое число каналов. Также данные сигналы непрерывны, и для их формирования и обработки трудно использовать цифровые методы.

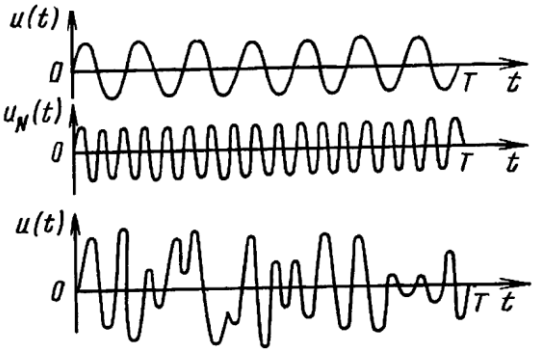

Рисунок 1.2 – МЧ-сигнал

ФМ сигналы (рис. 1.3) представляют собой последовательность радиоимпульсов, фазы которых изменяются по заданному закону. Фаза может принимать два значения, при этом радиочастотному сигналу соответствует высокий или низкий уровень последовательности импульсов. Длительность одного импульса равна $\tau_0 = T/N$, а ширина его спектра равна $F_0 = 1/\tau_0 = N/T$, где N – число импульсов. База ФМ сигнала равна числу импульсов в сигнале: $B = T/\tau_0 = N$.

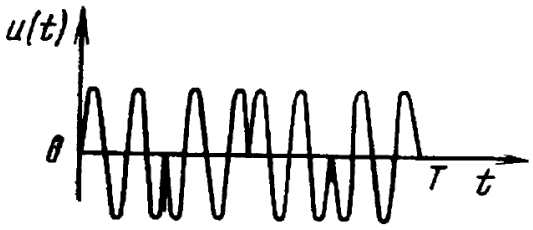

Рисунок 1.3 – ФМ-сигнал

Исходя из определения базы, возможности по ее расширению ограничены только аппаратурой обработки. Так как ФМ сигналы могут иметь большие базы и позволяют широко использовать цифровые методы формирования и обработки, это делает их крайне привлекательными и перспективными.

ДЧ сигналы (рис. 1.4) представляют собой последовательность радиоимпульсов, несущие которых изменяются по заданному закону. Если число импульсов в ДЧ сигнале равно M, то длительность такого сигнала равна $T_0 = T/M$, а ширина спектра равна $F_0 = M/T$.

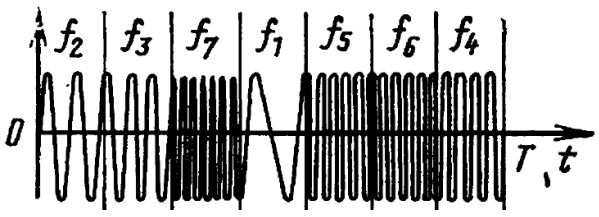

Рисунок 1.4 – ДЧ-сигнал

База ДЧ сигнала определяется таким образом: $B = MF_0 * MT_0 = M^2$. Это обуславливает главное преимущество данного сигнала – для получения необходимой базы число каналов $M = \sqrt{B}$, что значительно меньше, чем в случае МЧ сигнала. Однако для больших баз использование ДЧ сигналов нецелесообразно.

Существуют также составные ДЧ сигналы, у которых каждый импульс заменен шумоподобным сигналом.

1.4 Формирование ШПС

Для формирования ШПС необходимо сформировать сигнал с большой базой. С этой целью информационная последовательность модулируется определенной последовательностью. Она называется модулирующей последовательностью (МП).

К МП предъявляются определенные требования: она должна быть псевдослучайной (шумоподобной), с примерно равным числом различных символов (единиц и нулей в случае бинароной), иметь автокорреляционную функцию с минимальным уровнем боковых лепестков и др. [4].

Известными вариантами МП являются М-последовательности, последовательности символов Лежандра, Якоби, Холла, Баркера.

Каждый информационный двоичный символ модулируется МП. На рис. 1.5 представлен процесс формирования модулированного сигнала (в) из информационного (а) с помощью МП (б) длительностью Т и состоящей из 3-х символов (-1 1 1). В случае высокого уровня информационного бита, вместо него подставляется МП, в случае низкого – инвертированная МП.

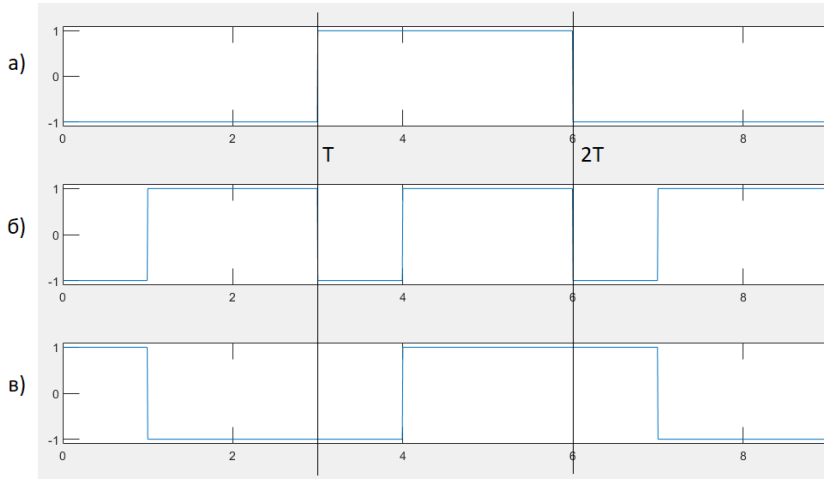

Рисунок 1.5 – Информационная (а), модулирующая (б) и модулированная (в) последовательности

Структурная схема передатчика ШСС с фазоманипулированным ШПС показана на рис. 1.6. Источник сообщений выдает информационную последовательность со скоростью $R = 1/T$ (рис. 1.5, а), которая попадает на вход первого модулятора. На его второй вход поступает МП длительностью T (рис. 1.5, б), создаваемая генератором МП. Сигнал с выхода первого модулятора (рис. 1.7, а) попадает на вход второго модулятора, который осуществляет модуляцию полученного сигнала несущим колебанием, изменяя фазу последнего. Несущее колебание создается генератором несущей частоты (НЧ). Далее полученный ФМ сигнал (рис. 1.7, б) усиливается и передается. Устройство синхронизации отвечает за управление работой генераторов и обеспечивает одновременность начала последовательности с началом каждого информационного бита. Модуляторы в данной схеме представляют собой простые перемножители сигналов на своих входах.

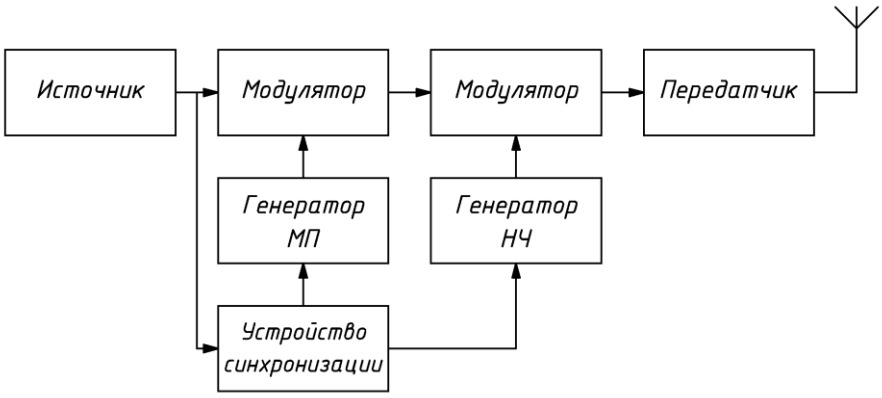

Рисунок 1.6 – Структурная схема системы передачи ШПС

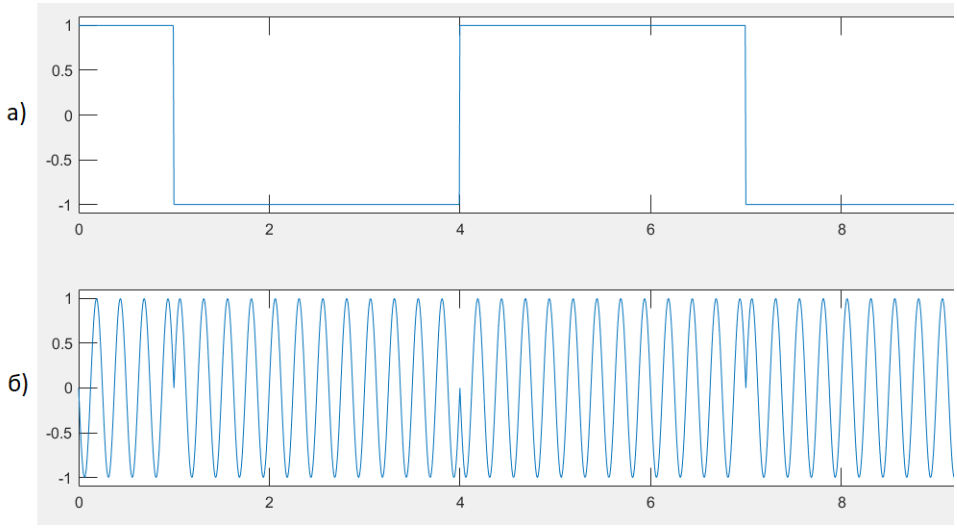

Рисунок 1.7 – Модулированный МП сигнал (а) и ФМ-сигнал (б)

1.5 Прием и обработка ШПС

Существуют различные схемы приема фазоманипулированного ШПС. «Классическая» или супергетеродинная схема приема ШПС показана на рис. 1.8.

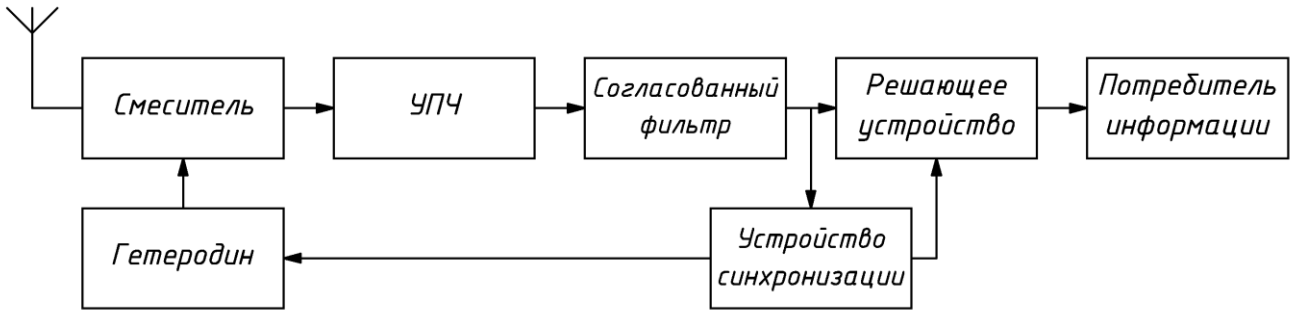

Рисунок 1.8 – Супергетеродинный приемник ШПС

В данном приемнике сигнал с антенны проходит через смеситель, переносится с помощью гетеродина на промежуточную частоту, усиливается в усилителе промежуточной частоты (УПЧ) и обрабатывается согласованным фильтром. С выхода фильтра сигнал поступает в устройство синхронизации и в решающее устройство. Устройство синхронизации осуществляет перестройку частоты гетеродина для поиска ШПС по частоте, а так же управляет режимом работы решающего устройство. При нахождении ШПС, после окончания процесса синхрониза-

ции, на выходе решающего устройства появляется информационная последовательность в виде двоичных символов, которая передается потребителю информации.

Данная схема достаточно проста, однако необходимо отметить, что согласованный фильтр и устройство синхронизации при больших базах ШПС являются достаточно сложными устройствами.

На практике получила распространение более простая схема прямого преобразования (рис. 1.9), которая используется, в частности, в большинстве недорогих приемников GPS. Ее главное достоинство в том, что тут нет сложных устройств, таких как согласованный фильтр (рис. 1.8), и ее можно полностью реализовать в виде одной интегральной микросхемы. Также тут нет супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты, перемножением двух сложных сигналов и сложной синхронизацией.

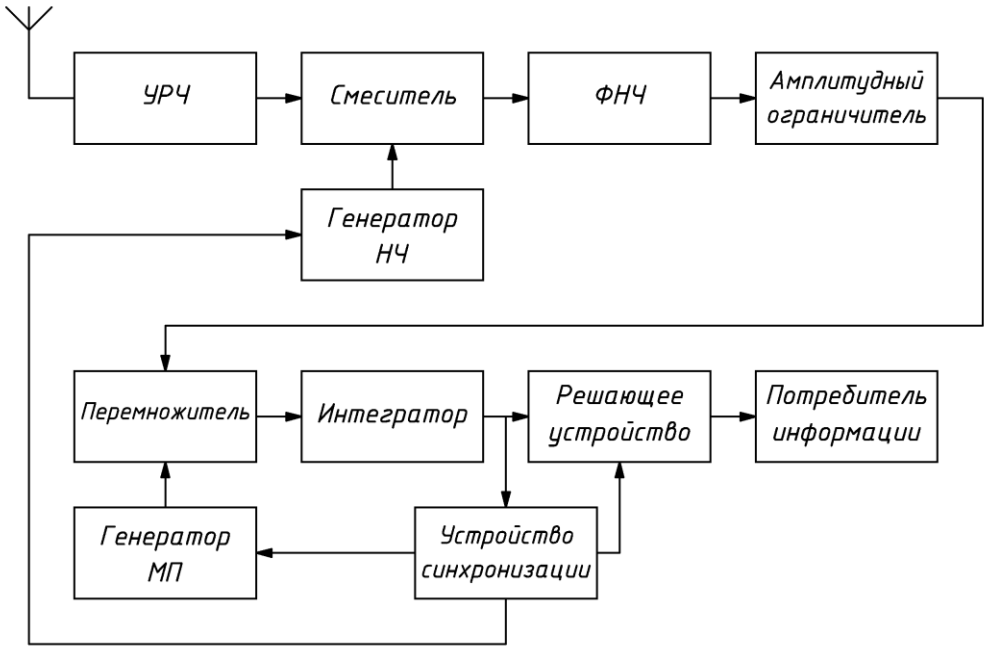

Рисунок 1.9 – Схема прямого преобразования

Данная схема отличается от схемы супергетеродинного приема отсутствием промежуточной частоты. Принятый сигнал усиливается усилителем радиочастоты (УРЧ) и сразу переносится в НЧ диапазон с помощью фазового детектора, который реализует простое перемножение принятого сигнала на гармонический сиг-

нал несущей частоты. ФНЧ фильтрует несущую частоту, оставляя только ШПС. Также он убирает высокочастотные составляющие шума. Далее сигнал проходит через амплитудный ограничитель, который формирует сигнал в пределах от «–1» до «+1», убирая резкие выбросы шума. С выхода амплитудного ограничителя сигнал перемножается на модулирующую последовательность для демодуляции, и накапливается в интеграторе в пределах каждого информационного символа. Решающее устройство сравнивает сигнал интегратора с порогом и принимает решение о наличии логического «0» или «1», отдавая информационную последовательность потребителю информации. Устройство синхронизации осуществляет поиск ШПС, обеспечивает совпадение по фазе сигнала несущей частоты и модулирующей последовательности с принятым сигналом, а так же задает временные задержки интегратора.

1.6 Помехи, оказывающие влияние на ШПС

Поскольку темой данной работы является анализ влияния помех на прием ШПС, для начала необходимо знать, какие помехи представляют угрозу для правильного приема ШПС.

Несмотря на хорошую помехозащищенность, существуют способы противодействия приему ШПС. Они, как правило, делятся на 2 группы:

1) энергетические;

2) параметрические.

К энергетическим способам противодействия ШПС относятся:

– широкополосная помеха;

– прицельная помеха;

– узкополосная помеха.

К параметрическим способам относятся:

– нарушение синхронизации;

– помеха, подобная подавляемому ШПС;

– инверсная последовательность.

Рассмотрим данные виды помех.

Широкополосная шумовая помеха является самым простым способом энергетического противодействия: во всей полосе частот, где предполагается наличие ШПС, создается помеха достаточной мощности, чтобы превышать уровень ШПС в точке приема в несколько раз. Поскольку на выходе принимающего ШПС устройства отношение сигнал/шум больше, чем на входе в число раз, равное базе $\boldsymbol{B}$ ШПС, то уровень помехи должен быть таким, чтоб превышать уровень ШПС примерно в $\boldsymbol{B}$ раз. Поскольку в системах с ШПС могут применяться сигналы с достаточно большой базой, составляющей сотни и тысячи единиц, то данная помеха должна примерно в сотни – тысячи раз превосходить уровень ШПС, что приведет к крайне низкой энергетической эффективности помехи.

Прицельная помеха основана на практически таком же принципе, что и широкополосная, но в более узкой полосе частот, где расположен ШПС. В данном случае энергия помехи не рассредоточена по всей полосе возможных частот, а сконцентрирована в достаточно узком участке, что делает ее более энергоэффективной. Однако, не смотря на это, уровень помехи все еще должен многократно превосходить уровень ШПС. Также требуется знать некоторые параметры подавляемого сигнала – его ширину спектра и центральную частоту.

Узкополосная помеха является особым случаем прицельной помехи, подходит для подавления ФМ ШПС в определенных случаях. Идея заключается в создании помехи с частотой, незначительно отличающейся от средней частоты принимаемого сигнала. В обычном ФМ-приемнике это вызовет эффект биения двух частот в фазовом детекторе, что приведет к превращению помехи в подобие информационного сигнала. Данная помеха применима только в случае наличия фазового детектора. В случае классической схемы приема данный способ оказывается неприменимым. Однако в большинстве простых приемников ФМ ШПС применяется схема с фазовым детектором, что обусловлено ее простотой и дешевизной. Для реализации данной помехи нужно знать несущую частоту ФМ ШПС и длительность одного элемента последовательности.

Нарушение синхронизации является одним из способов параметрического противодействия, который основан на искажении синхронизирующей последовательности, которая передается в составе ШПС. Синхронизирующая последовательность в ШПС используется для определения несущей частоты сигнала и его задержки (фазы), которые в начале приема неизвестны. При нарушении синхронизации дальнейший прием ШПС оказывается невозможным, а так как длительность синхронизирующей последовательности составляет 1-2% от длительности передачи информации, то в остальное время источник помех может быть выключен, что обуславливает высокую энергетическую эффективность данного метода. При подавлении сигнала таким способом необходимо очень хорошо знать параметры и структуру подавляемого ШПС.

Помеха подобная подавляемому ШПС представляет собой настоящий ШПС, однако с искаженной кодовой последовательностью (перестановкой и инверсией бит). Данная помеха очень эффективна, но для ее формирования необходимо знать параметры подавляемого ШПС и иметь достаточно сложное оборудование.

Инверсная последовательность используется для подавления собственного сигнала, излучаемого боковыми лепестками передающей антенны. Может использоваться в случае, если главный лепесток направлен на спутник и его перехват с земли затруднен. Передатчик помехи всенаправлен с уровнем сигнала, гораздо меньшим уровня главного лепестка передающей ШПС антенны, но соизмеримым с уровнем сигнала боковых лепестков.

Выводы по разделу 1

В заключение данного раздела можно сделать вывод, что ШСС являются крайне привлекательными с точки зрения помехоустойчивости. ШПС обладают большой базой, которая является «исправляющим» фактором, уменьшающим вероятность ошибки, при выборе достаточно большой базы они могут легко работать под уровнем шумов, что затрудняет их обнаружение и подавление. Для пере-

дачи ШПС используется, как правило, ФМ сигнал. Для приема ШПС можно использовать различные схемы, одной из самых простых и популярных является схема с прямым преобразованием частоты, которая используется в современных потребительских приемниках GPS.

2 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА МОДЕЛИРОВАНИЕ

2.1 Актуальность проведения моделирования

При анализе помехоустойчивости системы связи можно воспользоваться теорией и провести расчет аналитическим путем. Однако это не всегда так просто, как может показаться, ввиду необходимости учета влияния различных параметров системы передачи на помехоустойчивость и особенностей влияния помех на передаваемый сигнал.

Рассмотрим потенциальную помехоустойчивость приема точно известных двоичных сигналов. Подробно данный материал изложен в [5, 6].

Математическая модель дискретно-непрерывного канала связи с гауссовым белым шумом при точно известных параметрах сигнала описывается следующей функцией правдоподобия:

$$\omega\left(\frac{\vec{y}}{a_i}\right) = \frac{1}{\left(\sigma\sqrt{2\pi}\right)^n} e^{-\frac{1}{N_0}\int_0^T [z(t)-u_i(t)]^2 dt} \tag{2.1}$$

где a_i – i-я буква алфавита (дискретное значение информационного сигнала); $u_i(t)$ – сигнал, соответствующий этой букве; $\vec{y}$ – вектор значений сигнала в канале связи; n – количество этих значений; $z(t)$ – смесь сигнала и шума на выходе; $N_0 = \sigma^2/F_в$ – мощность шума, приходящаяся на единицу полосы ($F_в$ – верхняя граничная частота); интервал $[0, T]$ представляет длительность сигнала в канале связи.

Критерий максимума отношения правдоподобия, на основе которого производится принятие решения о возможном принимаемом сигнале на входе из двух возможных ($u_1(t)$ и $u_2(t)$), имеет следующий вид:

$$\Lambda = \frac{\omega[\vec{y}/u_1(t)]}{\omega[\vec{y}/u_2(t)]} > \frac{P[u_2(t)]}{P[u_1(t)]} \tag{2.2}$$

где $P[u_1(t)]$, $P[u_2(t)]$ – априорные вероятности появления каждого из двух сигналов на входе.

Если неравенство (2.2) выполняется, то принимается решение, что принят сигнал $u_1(t)$, если нет – $u_2(t)$.

Используя (2.1) запишем неравенство (2.2) в следующем виде:

$$\Lambda = \frac{e^{-\frac{1}{N_0}\int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt}}{e^{-\frac{1}{N_0}\int_0^T [z(t)-u_2(t)]^2 dt}} > \frac{P[u_2(t)]}{P[u_1(t)]} \tag{2.3}$$

Логарифмируя по основанию e левую и правую части неравенства (2.3) получим следующее выражение:

$$\int_0^T [z(t)-u_2(t)]^2 dt - N_0 \ln P[u_2(t)] > \int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt - N_0 \ln P[u_1(t)] \tag{2.4}$$

Упростив (2.4), раскрывая скобки и сокращая одинаковые слагаемые, получим следующий алгоритм принятия решения:

$$\begin{gathered} \int_0^T z(t)u_1(t)dt - 0.5E_1 + 0.5N_0 \ln P[u_1(t)] > \\ > \int_0^T z(t)u_2(t)dt - 0.5E_2 + 0.5N_0 \ln P[u_2(t)] \end{gathered} \tag{2.5}$$

где E_1, E_2 – энергии принимаемых сигналов.

Неравенство (2.5) можно записать в следующем виде:

$$\begin{gathered} \int_0^T z(t)u_\Delta(t)dt > \lambda, \\ \lambda = 0.5(E_1 - E_2) + 0.5N_0(\ln P[u_2(t)]/P[u_1(t)]) \end{gathered} \tag{2.6}$$

где $u_\Delta(t) = u_1(t) - u_2(t)$ – разность принимаемых сигналов; λ – пороговый уровень.

Неравенство (2.6) определяет алгоритм обработки при поэлементном приеме равновероятных точно известных двоичных сигналов на фоне нормального белого шума. Если в смеси $z(t)$ содержится первый сигнал, то оно запишется в виде:

$$\int_0^T [u_1(t) + N(t)]u_\Delta(t)dt > 0.5(E_1 - E_2) \tag{2.7}$$

После преобразований неравенство (2.7) принимает вид:

$$\int_0^T N(t)u_\Delta(t)dt > -0.5(E_1 + E_2) + \int_0^T u_1(t)u_2(t)dt \tag{2.8}$$

При его выполнении принимается верное решение о принятом сигнале $u_1(t)$, а при невыполнении возникает ошибка. Вероятность принятия ошибочного решения определяется вероятностью следующего события: значение корреляционного интеграла меньше некоторой заданной величины λ:

$$\begin{gathered} \xi < \lambda, \\ \xi = \int_0^T N(t)u_\Delta(t)dt, \\ \lambda = -0.5(E_1 + E_2) + \int_0^T u_1(t)u_2(t)dt \end{gathered} \tag{2.9}$$

По условию реализация шума $N(t)$ подчиняется нормальному закону. Поскольку интегральное преобразование является линейным, то и случайная величина ξ также подчиняется нормальному закону.

Среднее значение случайной величины ξ равно нулю, так как среднее значение белого шума равно нулю. Доказано [5], что дисперсия равна:

$$\begin{gathered} D\{\xi\} = \sigma^2 = \frac{N_0}{2} E_э, \\ E_э = \int_0^T [u_1(t) - u_2(t)]^2 dt \end{gathered} \tag{2.10}$$

С учетом этого, выражение для плотности распределения вероятности случайной величины ξ можно записать в виде:

$$\omega(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2} \tag{2.11}$$

где σ^2 – дисперсия, определяемая выражением (2.10)

Теперь, зная закон распределения случайной величины ξ и уровень порога λ, нетрудно найти выражение для вероятности ошибки:

$$p = \int_{-\infty}^{\lambda} \omega(x)dx = \int_{-\infty}^{\lambda} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2} dx \tag{2.12}$$

Удвоенное значение вероятности ошибки:

$$2p = 1 - \int_{-\lambda}^{\lambda} \omega(x)dx = 1 - 2\int_{0}^{\lambda} \omega(x)dx \tag{2.13}$$

Следовательно,

$$\begin{gathered} p = 0.5\left[1 - 2\int_{0}^{\lambda} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2} dx\right] = \\ = 0.5\left[1 - \frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{\lambda/\sigma} e^{-x^2/2} dx\right] = 0.5\left[1 - \Phi\left(\frac{\lambda}{\sigma}\right)\right] \end{gathered} \tag{2.14}$$

где $\Phi\left(\frac{\lambda}{\sigma}\right) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{\lambda/\sigma} e^{-x^2/2} dx$ – функция Крампа (интеграл ошибок)

Для двоичных дискретных ФМ-сигналов с одинаковой энергией E справедливо следующее: $u_1(t) = -u_2(t)$, $\lambda = 2E$, $E_э = 4E$, $\sigma = \sqrt{2N_0E}$

Поэтому вероятность ошибки для ФМ-сигнала, с учетом $h = \sqrt{E/N_0}$, будет равна:

$$p_{\text{ФМ}} = 0.5\left[1 - \Phi\left(\sqrt{2}h\right)\right] \tag{2.15}$$

Как видно, даже в случае простого сигнала, без учета технических особенностей приемника и без учета помех, аналитический расчет вероятности ошибки выглядит достаточно не простым. Если же учесть, что мы имеем дело с ШПС, что нам необходимо учесть влияние амплитудного ограничителя, а так же воздействие помехи, то аналитический расчет вероятности ошибки будет сильно затруднен. Поэтому целесообразно для данной задачи применять моделирование.

2.2 Требования к модели

Для моделирования системы приема и обработки ШПС необходимо выполнить несколько этапов:

1. Сформировать принимаемый сигнал.

Данный этап подразумевает создание модели сигнала, соответствующей реальному сигналу на входе системы приема ШПС. Это достигается путем задания кодовой информационной последовательности, модулирующей последовательности и несущего колебания с последующей их обработкой и превращением в ШПС. Далее полученный ШПС смешивается с шумом.

Информационная последовательность должна быть псевдослучайной. Длина одного ее бита должна быть равна длине модулирующей последовательности.

Модулирующая последовательность должна быть сформирована таким образом, чтоб иметь равное число логических единиц и нулей, наиболее «шумоподобный» спектр и минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции. При моделировании целесообразно использовать известные модулирующие последовательности, такие как коды Баркера, М-последовательности и т.д.

Несущее колебание должно представлять собой гармонический сигнал с частотой, выбранной таким образом, чтоб на один элемент модулирующей последовательности приходилось как минимум два периода гармонического сигнала. Это необходимо для разнесения спектра несущей и модулирующего сигнала в полосе частот настолько, чтоб можно было отфильтровать несущую.

Шум должен быть случайным, нормально распределенным процессом. СКО шума должно быть таким, чтоб в заданной полосе частот, при отношении сигнал/шум равном 1, уровень спектральных составляющих шума был соизмерим с уровнем спектральных составляющих ШПС. Математическое ожидание (или среднее значение) шума должно быть равно 0.

Также в модели должна быть предусмотрена возможность добавления помехи. Помеха должна быть гармонической, с регулируемой амплитудой и частотой.

Модулированный информационный сигнал получается путем перемножения информационной и модулирующей последовательности. Для получения ФМ сигнала необходимо умножить модулированный информационный сигнал на несущую. Далее ФМ сигнал складывается с шумом и помехой.

2. Создать модель приема и обработки ШПС.

Подробно принципы приема и обработки ШПС были рассмотрены в разделе 1.5. Принятая смесь сигнала и шума проходит через приемник с фазовым детектором.

Фазовый детектор должен выполнять перемножение принятого сигнала на опорный, который представляет собой гармонический сигнал, совпадающий по частоте и фазе с несущим колебанием ФМ-сигнала. На выходе фазового детектора будет информационный сигнал (постоянная составляющая с изменяющимся знаком) с ВЧ-заполнением, которое необходимо отфильтровать.

Для фильтрации ВЧ-заполнения, сигнал с выхода фазового детектора должен пройти через ФНЧ. Модель ФНЧ должна быть создана таким образом, чтоб он был реализуем, приемлемого порядка и с такой АЧХ, которая позволит качественно отфильтровывать ВЧ-составляющую и шум.

После ФНЧ в приемном устройстве сигнал попадает на амплитудный ограничитель, который в теории должен улучшать помехоустойчивость, усиливая значения сигнала, которые выше верхнего порога, до логической «1», а те, что ниже нижнего порога – подтягивать к логическому «0». При моделировании данный элемент достаточно прост – если амплитуда сигнала превышает заданный верхний порог, то значение амплитуды просто заменяется значением уровнем логической «1». Если амплитуда сигнала ниже нижнего порога, то ее значение заменяется уровнем логического «0».

Сигнал с выхода амплитудного ограничителя должен быть перемножен на модулирующий сигнал с целью демодуляции.

Далее в модели предусмотрен интегратор, который выполняет интегрирование сигнала в пределах каждого элемента информационной последовательности и пороговое устройство, которое принимает решение о наличии логической единицы или нуля.

3. Составить блок сбора и анализа данных с выхода модели

Данный этап зависит от целей и задания на моделирование. Так как данная работа посвящена исследованию влияния помехи на прием ШПС, то на данном этапе необходимо сравнивать полученный сигнал с переданным и сохранять данные о количестве искаженных при приеме бит.

4. Провести моделирование

На данном этапе проводится моделирование приема ШПС, сохраняются результаты, и проводится их анализ.

2.3 Недостатки существующей модели

Подобное моделирование было проведено в работе [8], где была составлена похожая модель и проведен ряд исследований. Однако в данной работе при моделировании были допущены некоторые упрощения.

В приведенной модели отсутствует ФНЧ, который упоминается в теории, но непосредственно в самой программе реализован не был. Также следует отметить узкую специализацию приведенной модели. В ней исследовался только амплитудный ограничитель, а для исследования других параметров необходимо существенно изменять структуру модели.

Данная модель была реализована с помощью программного пакета MATHCAD, который хоть и является достаточно мощным, простым и наглядным, но имеет ряд недостатков, а именно: отсутствие необходимой гибкости в реализации, которую предоставляют более низкоуровневые средства; проблемы с оптимизацией – при проведении достаточно большого количества расчетов, время выполнения программы может оказаться слишком большим.

В силу этого при моделировании автор столкнулся с некоторыми ограничениями. Так, в разделе 4.2 указанной работы автор упоминал, что для получения данных о вероятности ошибки на уровне 10^{-5} и меньше, необходимо имитировать передачу такого количества бит, что моделирование займет неприемлемое время.

В связи с этим является актуальным проведение подобного моделирования в более производительной среде, которая предоставляет не меньше возможностей, чем MATHCAD и одновременно является более гибкой.

В качестве кандидатов были рассмотрены низкоуровневые средства общего назначения (к примеру, языки C/C++), но реализация данной модели такими средствами будет являться крайне сложно, так как придется много известных стандартных преобразований и действий писать самому. Поэтому было принято решение найти компромиссный вариант. Таким вариантом является программный пакет MATLAB. Он является одним из лучших пакетов для проведения компьютерного моделирования в отношении предоставляемых возможностей, производительности и гибкости в реализации.

Выводы по разделу 2

В данном разделе была рассмотрена актуальность проведения моделирования: так как аналитический расчет помехоустойчивости с учетом многих параметров достаточно сложен, моделирование является более предпочтительным вариантом. Также было сформировано задание на моделирование, в котором подробно расписано, какие блоки должна содержать модель и какими свойствами она должна обладать. Кроме того была рассмотрена существующая модель и были показаны ее недостатки: узкая специализация, не высокая производительность, недочеты в реализации. На основе всего вышеперечисленного было сформировано задание на моделирование.

3 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ

3.1 Модель информационного и модулированного сигнала

В качестве информационного сигнала в модели применена псевдослучайная двоичная последовательность прямоугольных импульсов. Длина последовательности задается в переменной informationLength и непосредственно влияет на размер матриц сигналов и на скорость выполнения программы: чем длиннее информационная последовательность, тем больше времени занимает ее обработка. Формирование информационной последовательности осуществлено с помощью функции $\mathrm{randi}([0\ 1], 1, \mathrm{length})$, которая возвращает матрицу размером $1 \times \mathrm{length}$ случайных чисел целых из диапазона [0 1]. После этого единицы в данной последовательности заменяются значениями высокого уровня, а нули – значениями низкого уровня. Данные уровни задаются в переменных lowLevel и highLevel и равны -1 и 1 соответственно.

Модулирующая последовательность фиксирована и имеет следующий вид:

$$M = \{1; 1; 1; 1; -1; -1; 1; -1; -1; -1; 1; -1; 1\}$$

Ее длина, а следовательно и база сигнала, составляет 13.

Далее для преобразования последовательности в сигнал ее нужно дискретизировать. Количество отсчетов на длину сигнала (или вектор времени – переменная time) выбирается следующим образом:

1) Задается частота дискретизации. Ее выбор осуществляется исходя из теоремы Котельникова и должен быть согласован с выбором частоты ФМ-сигнала таким образом, чтобы частота дискретизации превышала частоту несущей ФМ-сигнала как минимум в два раза. Однако, при выборе частоты дискретизации близкой к удвоенной частоте несущей ФМ-сигнала, при моделировании последнего возникнут значительные искажения в виде паразитной амплитудной модуляции, что объясняется «непопаданием» отсчетов в точки минимума и максимума несущей синусоиды. Поэтому реальная частота дискретизации выбиралась как минимум в 10 раз выше частоты несущей ФМ-сигнала. Также следует учитывать,

что выбор слишком большой частоты дискретизации приводит к линейному росту размера матриц сигналов, а следовательно к увеличению ресурсоемкости программы.

2) Длина сигнала в отсчетах определяется следующим образом: $\mathrm{L} = \mathrm{informationLength} * \mathrm{base} * \mathrm{Fs}$. Вектор времени длиной L формируется путем разбиения общей длины модулированной последовательности (произведения $\mathrm{informationLength} * \mathrm{base}$) на L отсчетов: $time = (0 : L - 1) * T$, где $T = 1/Fs$ – период дискретизации. Вектор времени устанавливает точки оси времени, в которых будет произведено моделирование сигнала.

Следующий шаг – получение матриц модулирующего, информационного и модулированного сигналов.

Модулирующий сигнал $\mathrm{S_c(t)}$ получается путем периодического повторения модулирующей последовательности на всей длине вектора времени. Для этого в программе предусмотрен цикл, который проходит по значениям вектора времени. Для каждого значения времени в вектор модулирующего сигнала записывается значение из вектора модулирующей последовательности, взятое по индексу, который равен остатку от деления округленного вниз значения времени на длину модулирующей последовательности. Это позволяет получить дискретизированную по времени периодически повторяющуюся модулирующую последовательность.

Информационный сигнал $\mathrm{S_i(t)}$ получается путем увеличения длительности каждого импульса в число раз, равное длине модулирующей последовательности (или базе). Как и в случае модулирующего сигнала, в программе реализован цикл, проходящий по значениям вектора времени. Для каждого значения времени в вектор информационного сигнала записывается значение из вектора информационной последовательности, взятое по индексу, который равен округленному вниз остатку результату деления значения времени на масштабирующий коэффициент, который в нашем случае равен базе сигнала.

Модулированный сигнал получается путем перемножения информационного и модулирующего сигналов: $\mathrm{S}_m\mathrm{(t)} = \mathrm{S_i(t)} * \mathrm{S_c(t)}$

Для наглядности на рисунке 3.1 представлены графики 50-ти импульсов модулирующего, информационного и модулированного сигналов:

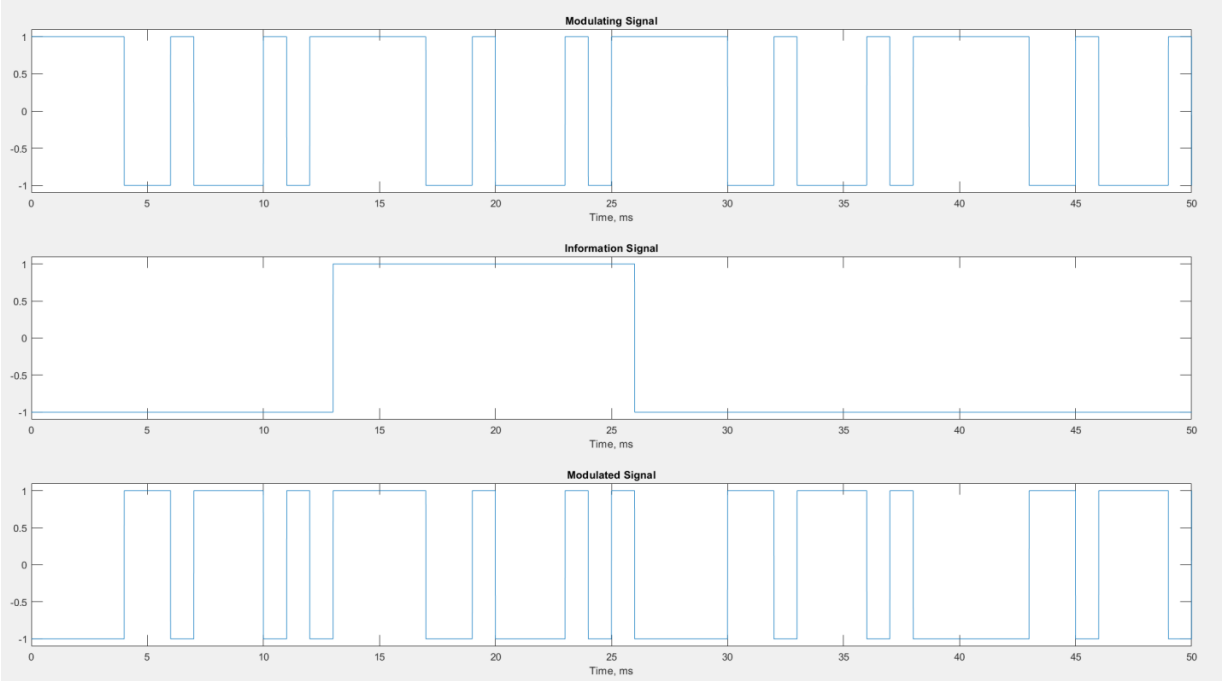

Рисунок 3.1 – Графики двоичных сигналов

3.2 Формирование ФМ-сигнала

Далее модулированный двоичный сигнал необходимо превратить в фазомодулированный сигнал. Изменять фазу сигнала можно двумя способами: перемножением модулирующего сигнала на несущую или непосредственным изменением фазы несущей в зависимости от значения сигнала. Первый способ более предпочтителен, так как его легче реализовать на практике.

В модели формирование ФМ-сигнала выполняется путем умножения каждого значения модулированного двоичного сигнала на значение гармонического: $S_{fm}(\mathrm{t}) = \mathrm{A} * \mathrm{S}_m(\mathrm{t}) * \cos(2 * \mathrm{pi} * \mathrm{f} * \mathrm{t})$, где t – значения из вектора времени. Частота гармонического сигнала f выбирается таким образом, чтобы на один импульс модулирующего сигнала приходилось не менее двух периодов гармонического. Это необходимо для того, чтоб спектр гармонической несущей находился на достаточном расстоянии от спектра информационного сигнала для обеспечения возможности последующей фильтрации. Следует также учитывать, что выбор слиш-

ком большой частоты гармонического сигнала приведет к необходимости повышения частоты дискретизации, а следовательно и ресурсоемкости программы, для избежания искажений. В данной реализации частота ФМ-сигнала выбрана в 10 раз больше частоты информационных импульсов – 10 кГц. Амплитуда сигнала равна единице.

На рис. 3.2 показаны графики ФМ-сигнала (несколько импульсов) и его спектра.

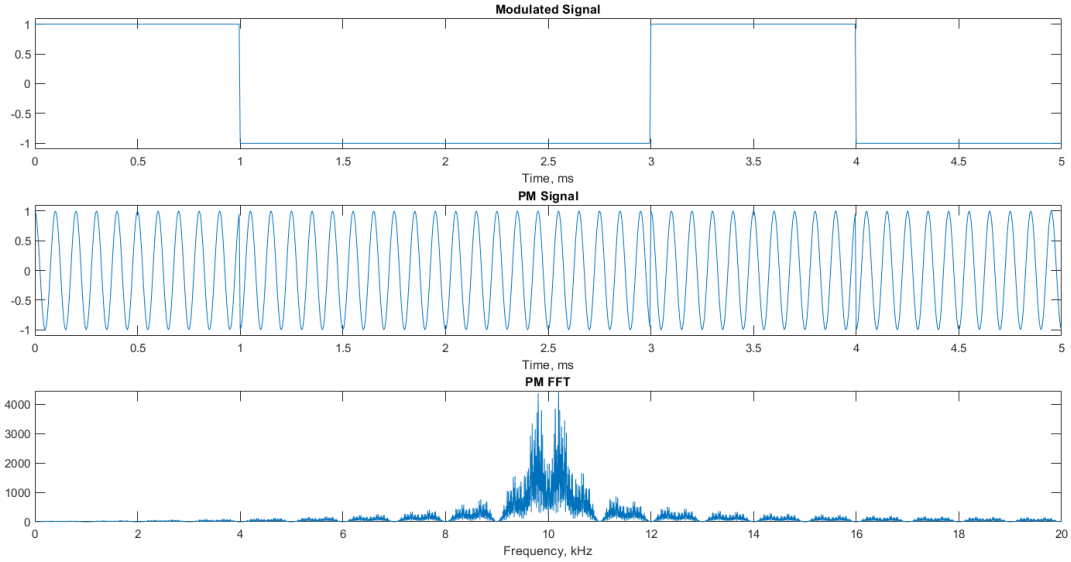

Рисунок 3.2 – ФМ-сигнал и его спектр

3.3 Моделирование шума

Шум $n(t)$ должен представлять собой последовательность случайных значений, нормально распределенную, с нулевым средним значением. Среднеквадратическое отклонение задается необходимым значением отношения сигнал/шум. В Matlab для реализации шума была выбрана стандартная функция normrnd(mu, sigma, size(time)), где mu – среднее значение шума равное 0, sigma – среднеквадратическое отклонение, которое определяется уровнем сигнал/шум и амплитудой сигнала, а size(time) возвращает вектор из двух значений, которые соответствуют размерам вектора времени ([1, L]). Третий параметр необходим, чтоб задать размер вектора шума.

Смесь сигнала с шумом получается путем сложения значений соответствующих векторов: $S_n(t) = S_{fm}(t) + n(t)$. Графики шума и смеси показаны на рисунке 3.4. Если на приведенном графике смеси сигнала с шумом можно заметить синусоиду сигнала, то для меньших значений С/Ш графики визуально будут практически не различимы.

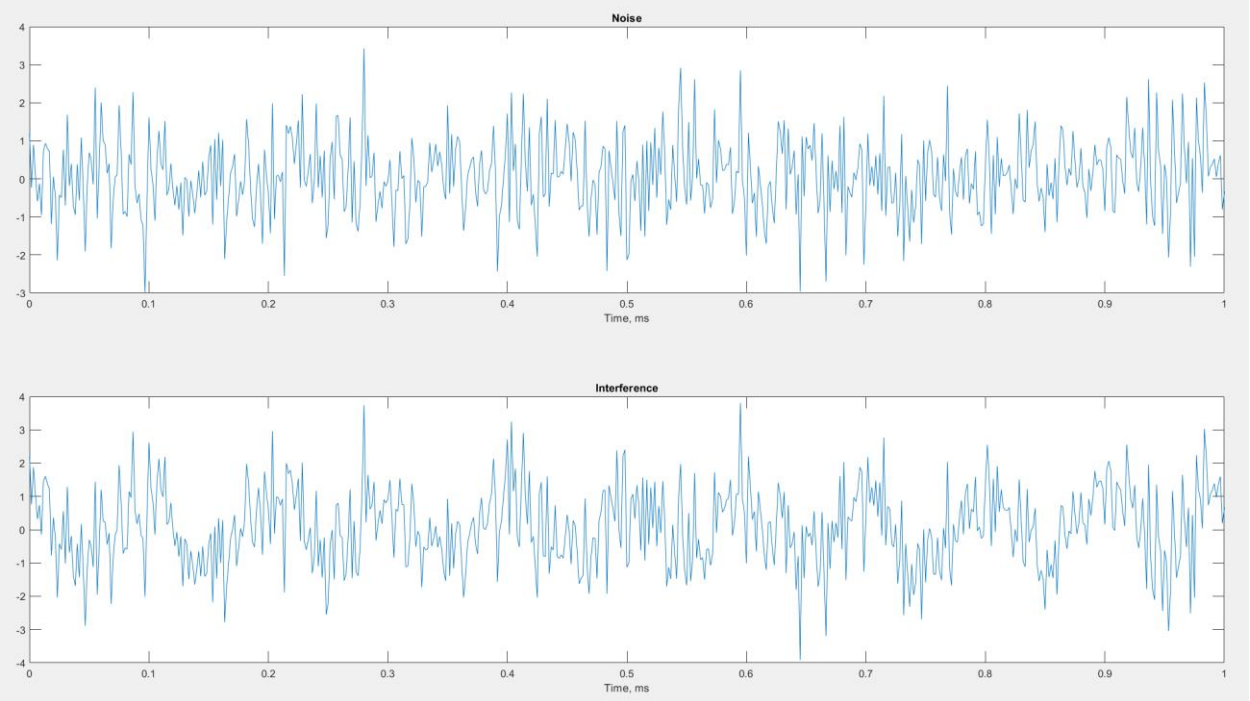

Рисунок 3.4 – Шум и смесь сигнала с шумом для С/Ш = 1

3.4 Модель фазового детектора

Далее, согласно модели, смесь сигнала и шума попадает в приемный тракт, где первым элементом является фазовый детектор. В блоке детектора смесь сигнала и шума перемножается на гармонический опорный сигнал, совпадающий по частоте и начальной фазе с ФМ-сигналом: $S_D(t) = S_n(t) * \cos(w_0 t)$. В идеальном случае (при отсутствии шума) результатом перемножения будет являться сигнал, представленный на рисунке 3.5.

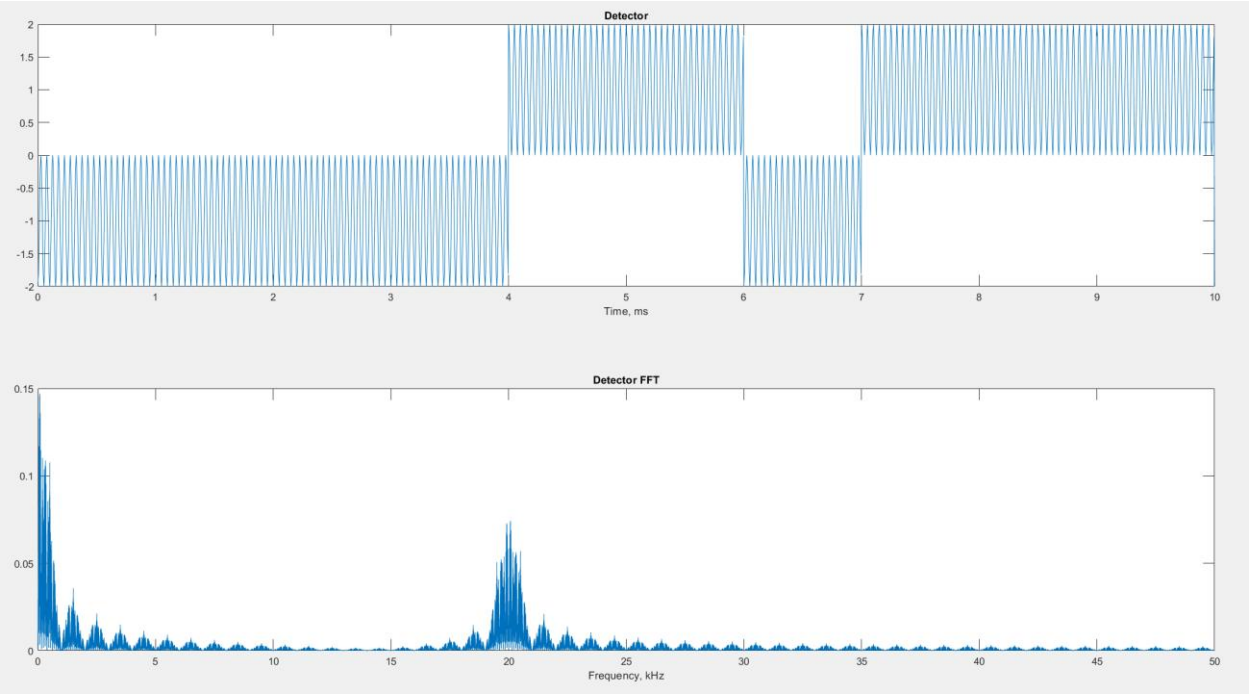

Рисунок 3.5 – Идеальный сигнал на выходе фазового детектора и его спектр

Графики реального сигнала с шумом на выходе детектора и его спектра представлены на рисунке 3.6.

Как видно из графиков на рис. 3.5 и 3.6, сигнал после детектора представляет собой постоянную в пределах каждого элемента последовательности составляющую с ВЧ-заполнением, которое хорошо видно на спектре, на частоте 20 кГц. Постоянная составляющая находится на спектре возле 0. Следует отметить, что графики на рис. 3.6 приведены для достаточно большого отношения сигнал/шум с целью демонстрации. В реальной модели сигнал на выходе детектора и его спектр будут визуально практически неотличимы от шума.

Следующим этапом обработки сигнала является выделение переданной последовательности из сигнала с выхода детектора. С этой целью необходимо подавить ВЧ-заполнение и шум. С этой целью применяется ФНЧ.

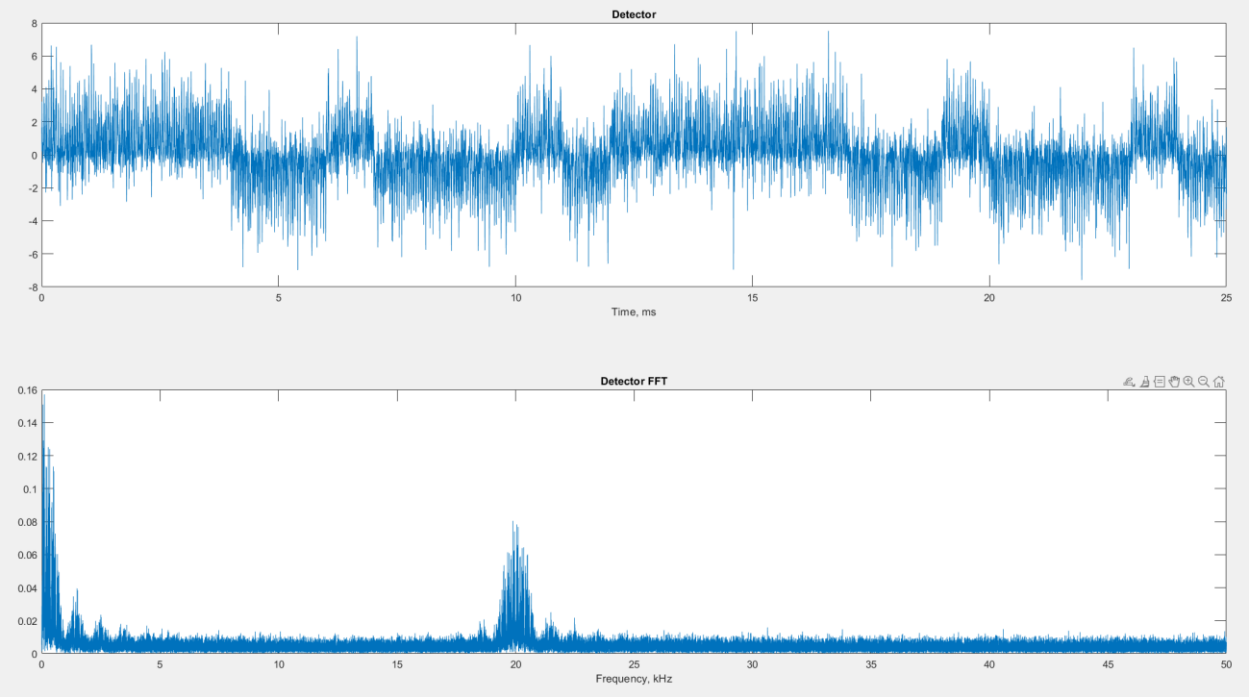

Рисунок 3.6 – Сигнал с шумом на выходе детектора и его спектр

3.5 Модель ФНЧ

При выборе требований к ФНЧ основное внимание уделялось выбору частот пропускания и заграждения. АЧХ фильтра должна быть такой, чтоб пропускать примерно 90% энергии сигнала и убирать ВЧ-заполнение и шумы. Так как фильтр не идеален, ширина полосы пропускания должна быть достаточной для возможности его реализации.

Требования к ФНЧ были сформированы следующим образом:

1) частота пропускания 1 кГц;

2) частота заграждения 5 кГц;

3) уровень сигнала в полосе пропускания 1 дБ;

4) уровень сигнала в полосе заграждения -60 дБ;

Моделирование ФНЧ осуществлено стандартными средствами Matlab, при помощи утилиты Filter Designer. Было проведено моделирование как КИХ- так и БИХ-фильтров. В качестве задачи на моделирование была выставлена задача создания фильтра с минимальным порядком, удовлетворяющим заданным требованиям. Окно утилиты с заполненными требованиями и проведенным синтезом

приведено на рисунке 3.7. Как видно, рекурсивный фильтр (БИХ) получился 5-го порядка, состоящий из 3-х секций (рис. 3.8), устойчивый. Тип структуры обозначен как Direct-Form II, Second-Order Sections. Схема данной структуры согласно документации на Matlab [1] приведена на рис. 3.8. Метод синтеза – Butterworth (фильтр Баттерворта).

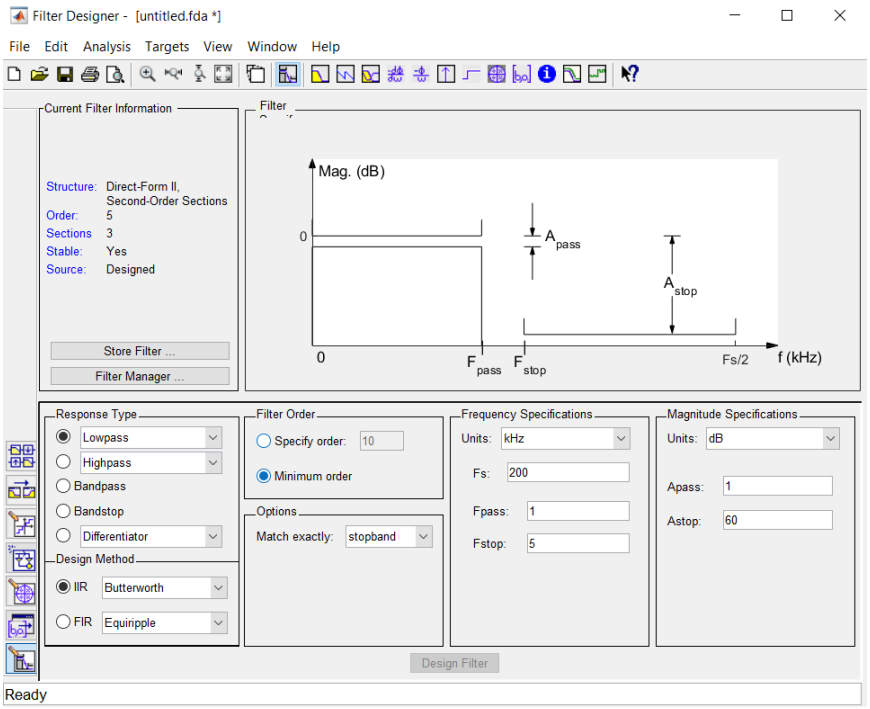

Рисунок 3.7 – Окно утилиты Filter Designer

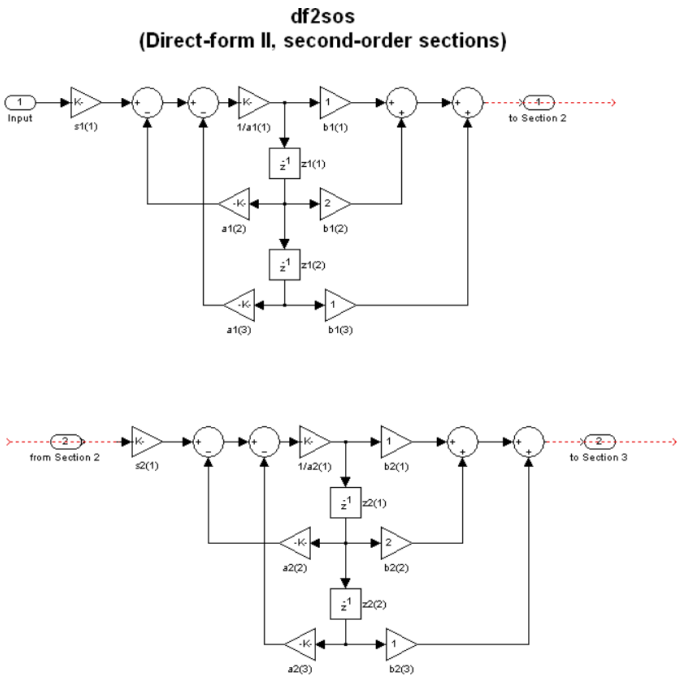

Рисунок 3.8 – Структурная схема синтезированного БИХ фильтра

АЧХ и ФЧХ БИХ-фильтра приведены на рисунке 3.9.

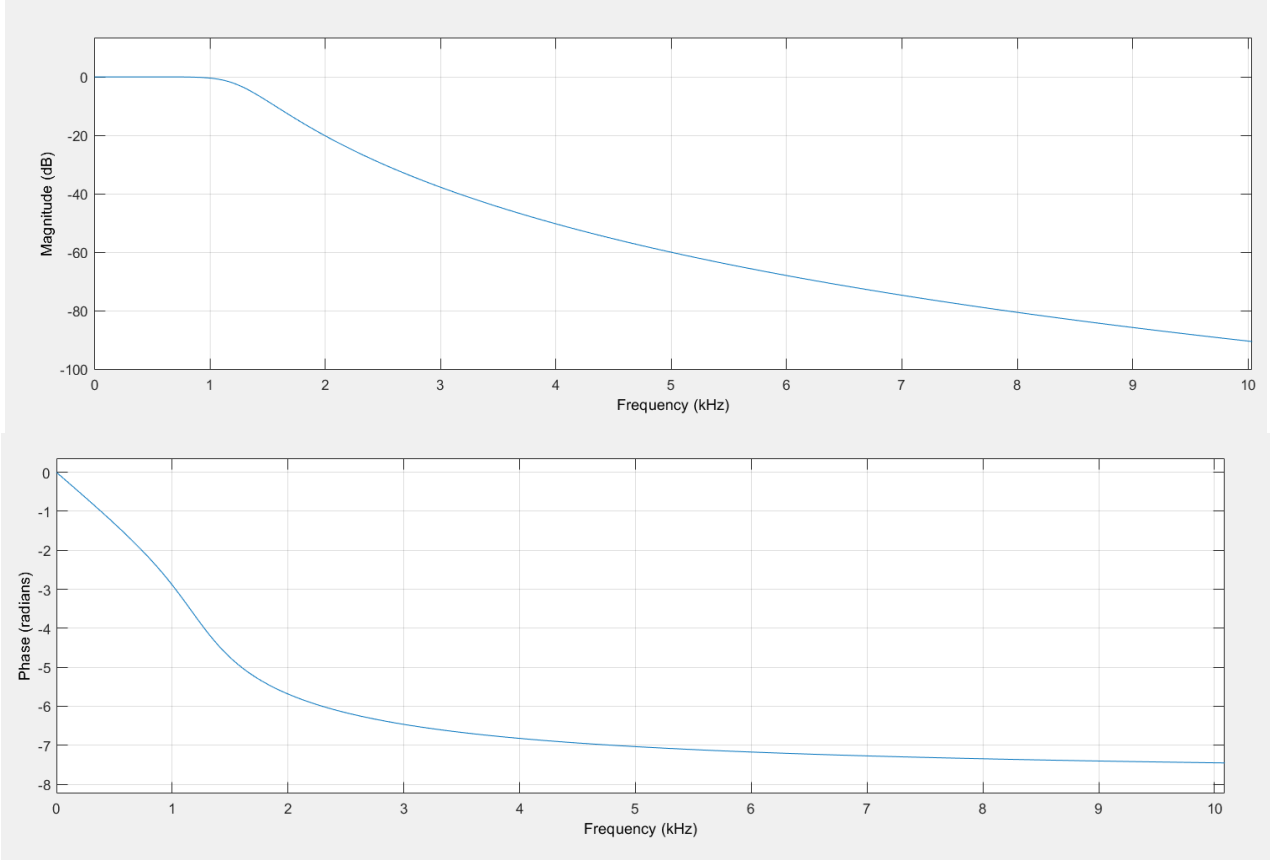

Рисунок 3.9 – АЧХ и ФЧХ синтезированного БИХ-фильтра

В случае КИХ фильтра он получился 99-го порядка, со структурой Direct-Form FIR, которая показана на рис. 3.10 [1]. Метод синтеза фильтра – Equiripple (фильтр Чебышева).

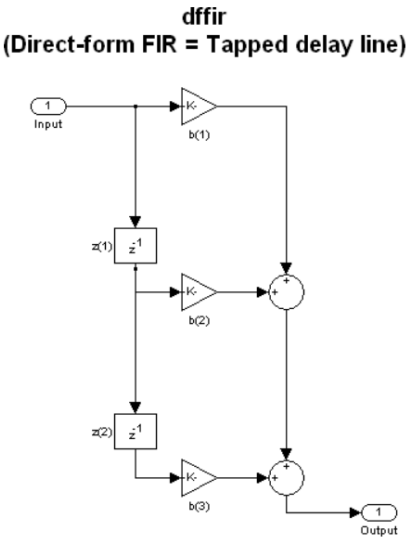

Рисунок 3.10 – Структурная схема синтезированного КИХ фильтра

АЧХ и ФЧХ КИХ-фильтра приведены на рисунке 11.

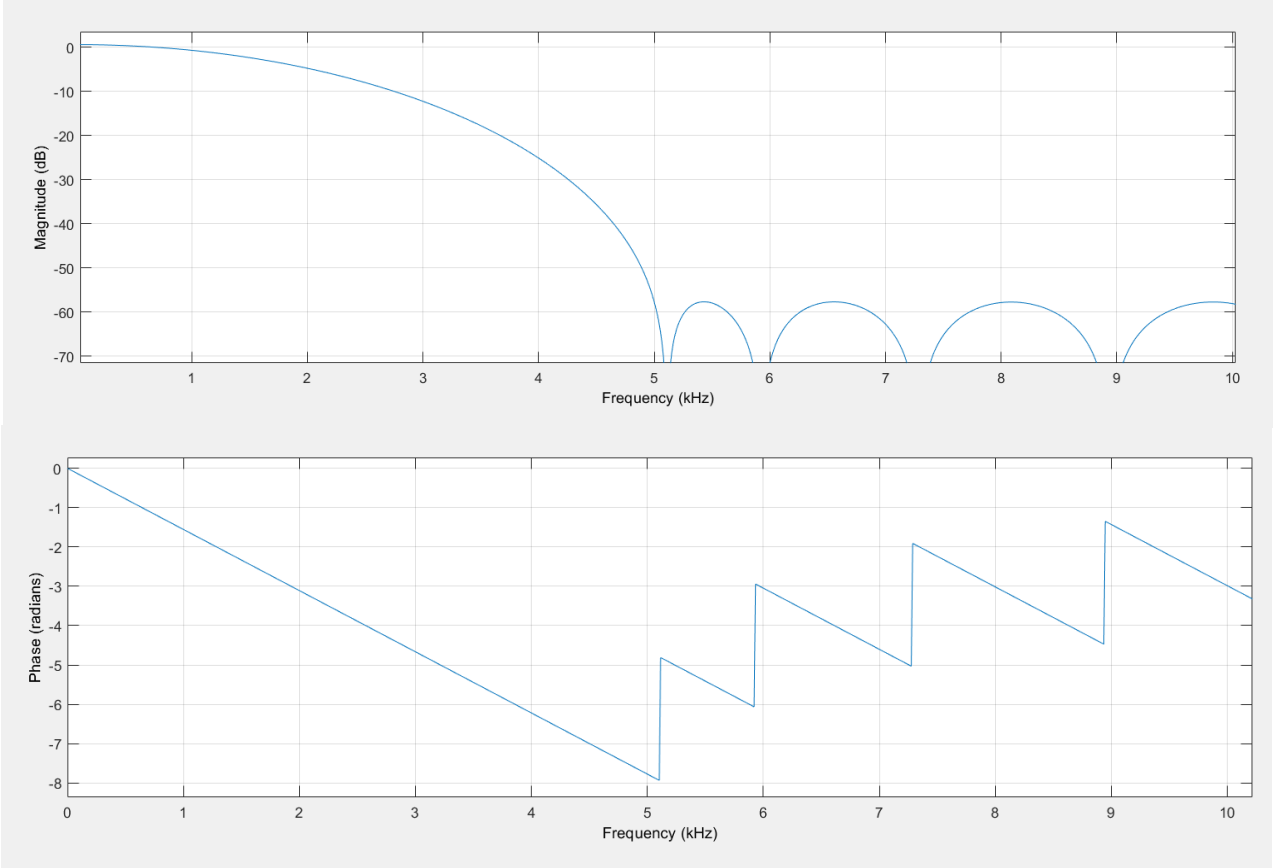

Рисунок 3.11 – АЧХ и ФЧХ синтезированного КИХ-фильтра

Как видно, КИХ-фильтр обладает существенно большим порядком, а значит и сложностью реализации, по сравнению с БИХ-фильтром. Однако последний, как видно из рис. 3.10 и рис. 3.11 обеспечивает более линейную ФЧХ на в полосе пропускания, и переходной полосе. В качестве фильтра для модели было принято решение выбрать БИХ-фильтр, так как он устойчив, соответствует требованиям и является более простым.

Для возможности изменения параметров фильтра без необходимости запуска Filter Designer, с помощью данной утилиты на основе полученного фильтра была сгенерирована функция Matlab, которая принимает необходимые параметры и синтезирует фильтр.

Для осуществления фильтрации сигнала, необходимо вызвать метод filter(lpf, s) для полученного объекта фильтра (lpf) и сигнала детектора (s). Графики отфильтрованного сигнала и его спектра приведены на рисунке 3.12. Как

видно ВЧ-заполнение и значительная часть шумов из сигнала исчезли. По виду сигнала можно без труда определить расположение логических единиц и нулей. Однако следует учитывать, что на данном рисунке график приведен исключительно в демонстрационных целях с высоким отношением сигнал/шум.

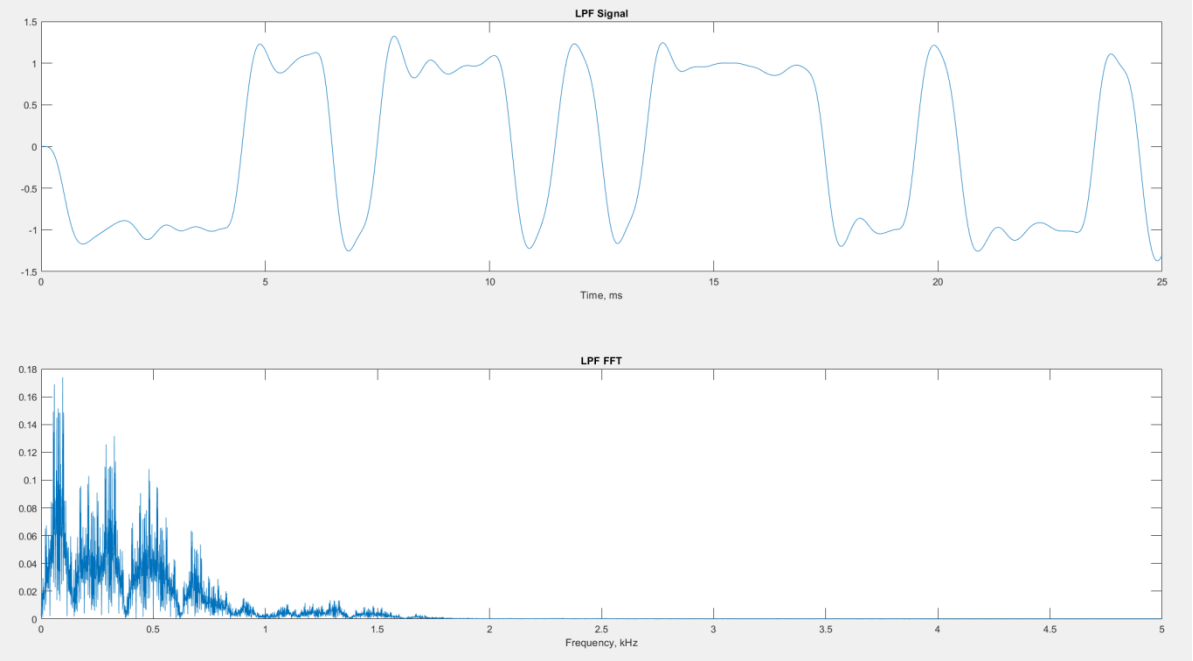

Рисунок 3.12 – Сигнал на выходе ФНЧ и его спектр при сигнал/шум = 10

Сигнал на выходе ФНЧ, приближенный к реальному, показан на рисунке 3.13. Как видно из данного рисунка, амплитуда сигнала меняется в достаточно широких пределах. Поэтому для улучшения помехоустойчивости, если амплитуда принимаемого сигнала не несет информации, применяются амплитудные ограничители.

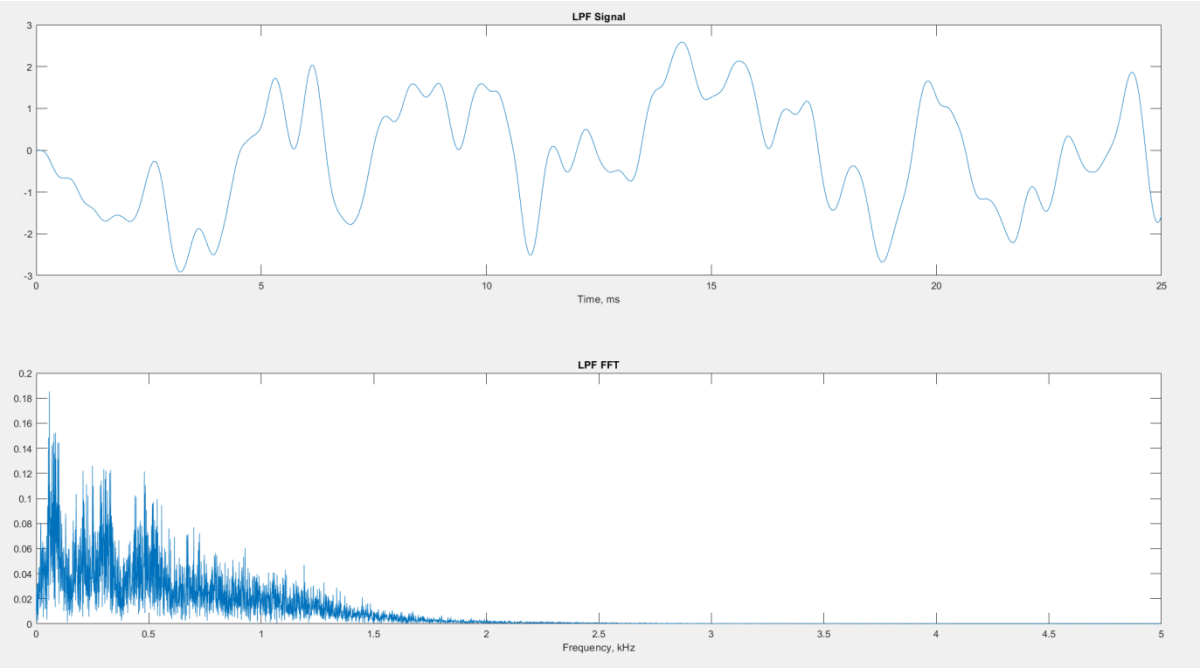

Рисунок 3.13 – Сигнал на выходе ФНЧ и его спектр при сигнал/шум = 1

3.6 Модель амплитудного ограничителя

Моделирование амплитудного ограничителя было выполнено на основании следующего уравнения:

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad U_{\text{вх}} \geq U_{\max} \\ U_{\text{вх}} & \text{при} \quad U_{\min} < U_{\text{вх}} < U_{\max} \\ -1 & \text{при} \quad U_{\text{вх}} \leq U_{\min} \end{cases}$$

С точки зрения Matlab амплитудный ограничитель просто заменяет значения сигнала, превышающие порог $U_{\max}$ на значение высокого уровня (лог. «1»), а те, что ниже порога $U_{\min}$ на значение низкого уровня (лог. «0»). В качестве значений $U_{\max}$ и $U_{\min}$ были выбраны 0.3 и -0.3 соответственно.

График сигнала на выходе амплитудного ограничителя показан на рисунке 3.14, из которого видно, что низкий и высокий уровни после амплитудного ограничителя стали более различимыми.

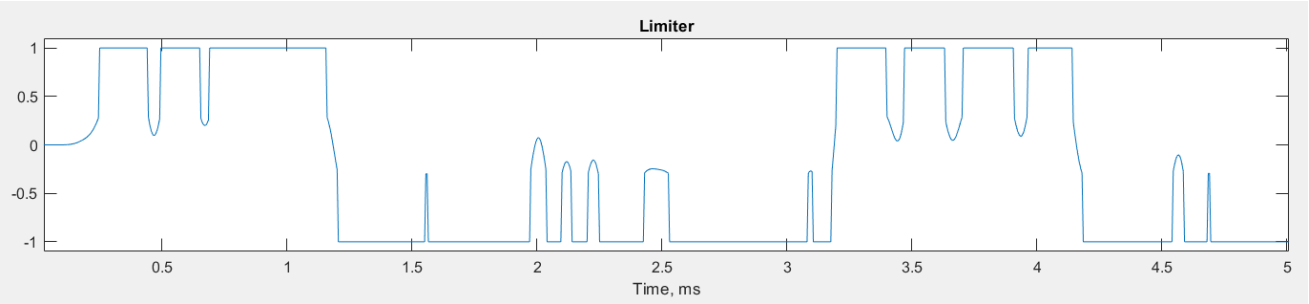

Рисунок 3.14 – Сигнал на выходе амплитудного ограничителя

3.7 Модель интегратора

На данном этапе, на выходе амплитудного ограничителя мы имеем модулированный сигнал. Для получения исходного информационного сигнала необходимо провести демодуляцию. Так как модуляция представляет собой простое перемножение векторов информационного и модулирующего сигнала, то модулированный сигнал будет представлять собой последовательность периодов модулирующего сигнала, инвертированных там, где информационный сигнал равен -1. Следовательно, для демодуляции необходимо помножить принятый сигнал на модулирующий, что приведет к возведению в квадрат значений модулирующего сигнала там, где информационный равен единице и произведению 1 на -1 там, где информационный сигнал равен -1. Таким образом: $S_{mult}(t) = S_{limit}(t) * S_c(t)$.

Далее, для принятия решения о наличии логической единицы или нуля в каждом бите принятого информационного сигнала, необходимо провести интегрирование в пределах длительности каждого импульса модулированной последовательности.

С этой целью было принято решение использовать стандартную функцию trapz, встроенную в Matlab. Она вычисляет интеграл, как площадь аппроксимированной по набору ее значений функции на заданном интервале, методом трапеций. Другие реализации численного интегрирования, к примеру, quad или integral хоть и позволяют более точно рассчитать значение интеграла, однако существенно более ресурсоемкие [1, 3]. Еще одним преимуществом trapz является возмож-

ность расчета интеграла для массивов, поэтому необходимость превращать массив в функцию отпадает.

Одним из возможных аргументов на входе trapz принимает матрицу и вычисляет интегралы для каждого ее столбца, возвращая их значения в виде вектора. Все, что нам необходимо сделать – это разбить наш вектор сигнала с интегратора на участки длиной в одну длительность информационного бита и записать значения каждого такого участка как столбец матрицы. Это достигается с помощью функции трансформирования массива: – $\mathrm{reshape}(S_{\mathrm{mult}}(t), [\mathrm{col}\ \mathrm{row}])$, где $\mathrm{col} = \mathrm{Fs} * \mathrm{base}$ – размер столбца матрицы, $\mathrm{row} = \mathrm{informationLength}$ – размер строки матрицы.

После применения функции trapz к полученной в результате трансформирования матрицы мы имеем последовательность значений интеграла для каждого информационного бита. В случае идеальных условий, без шумов и помех, сигнал на выходе интегратора будет выглядеть, как показано на рис. 3.15. В реальных условиях на выходе интегратора будет сигнал, подобный тому, который приведен на рис. 3.16.

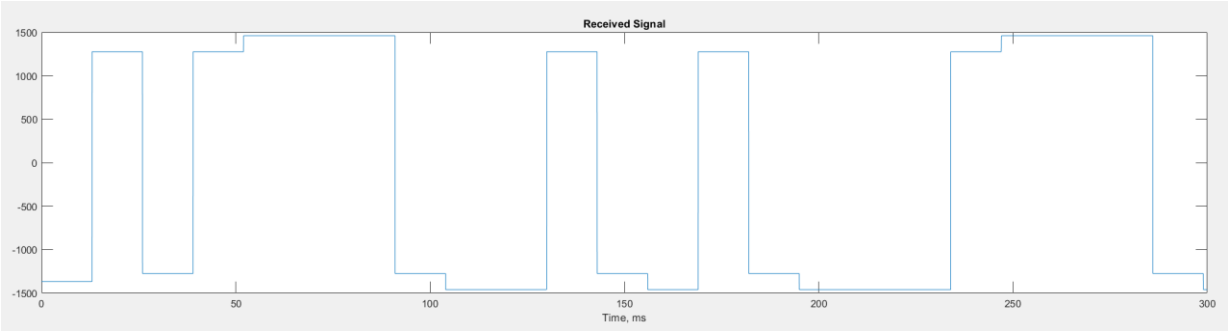

Рисунок 3.15 – Сигнал на выходе интегратора при отсутствии шума на входе

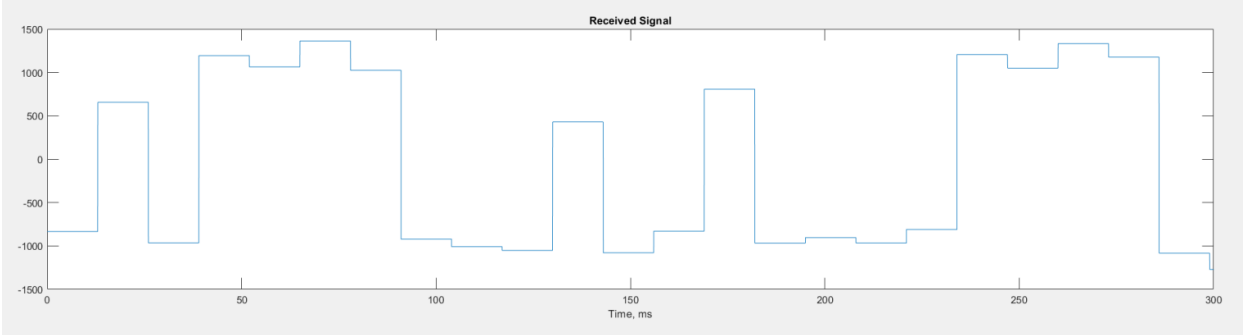

Рисунок 3.16 – Сигнал на выходе интегратора в реальных условиях

Как видно из рисунков 3.15 и 3.16 – значения сигнала на выходе интегратора в реальных и идеальных условиях очень похожи и при последующем ограничении их амплитуды дадут одинаковый результат.

3.8 Пороговое устройство

После интегрирования полученный сигнал проходит через пороговое устройство, которое принимает решение о наличии логической единицы или логического нуля путем сравнения значения интеграла с заданным порогом. Так как возможные значения сигнала -1 и 1, то значение порога выбрано 0.

В Matlab пороговое устройство реализовано в виде цикла, который проходит по последовательности на выходе интегратора и сравнивает значение каждого элемента этой последовательности с заданным порогом. В результате сравнения, если значение последовательности больше или равно порогу, оно заменяется высоким значением двоичного сигнала (highLevel или 1), в противном случае – низким (lowLevel или -1). Пример информационного сигнала на входе модели и на ее выходе приведен на рисунке 3.17.

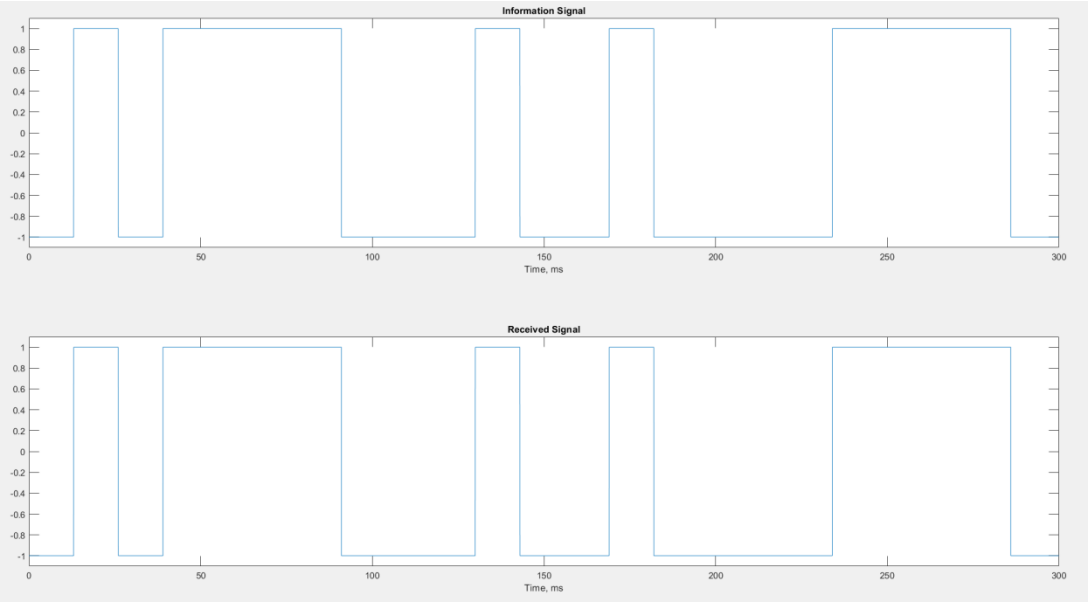

Рисунок 3.17 – Сигналы на входе и выходе модели

Как видно из рисунка 3.17 входной и выходной сигналы полностью идентичны. Однако это будет справедливо не всегда, так как в нормально распределенном шуме присутствуют очень редкие выбросы высокого уровня, превышающие в 5-6 раз его среднеквадратическое отклонение. В случае такого большого выброса с большой вероятностью произойдет искажение передаваемого бита, и на выходе будет получена информационная последовательность не соответствующая переданной. В качестве примера на рисунке 3.18 приведен тот же переданный информационный сигнал, но с увеличенным уровнем шума, что привело к ошибке во 2-м и в 19-м бите.

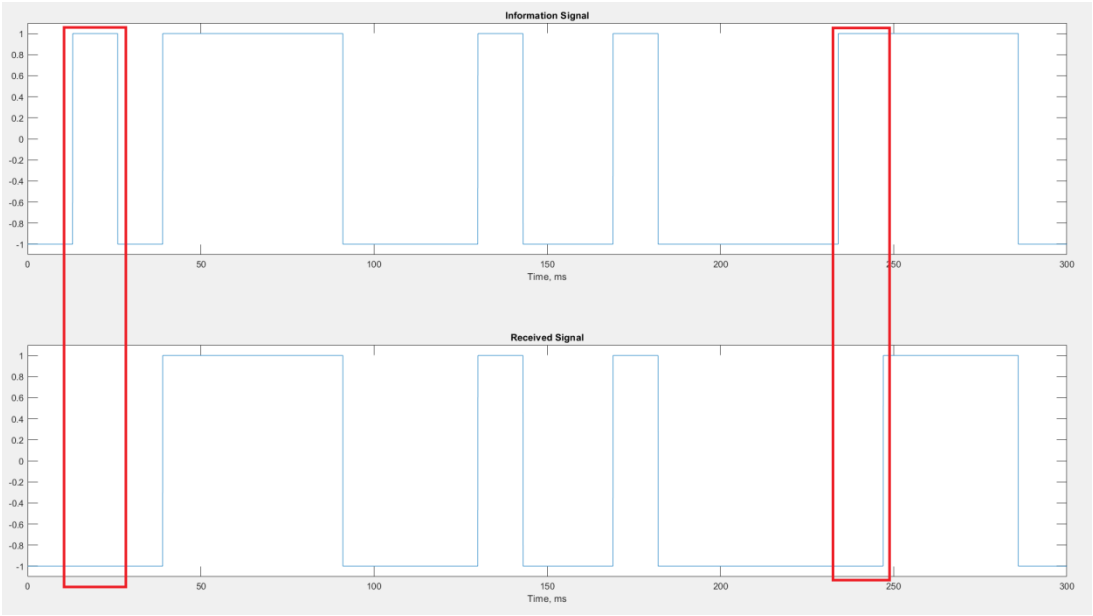

Рисунок 3.18 – Сигналы на входе и выходе модели с ошибкой

3.9 Особенности реализации модели и обработка результатов

Завершающим этапом в созданной модели является сравнение переданного символа и принятого и, в случае их неравенства, происходит увеличение счетчика ошибок. Таким образом, можно посчитать отношение количества отправленных и принятых с ошибкой символов и оценить битовую ошибку для информационной последовательности произвольной длины. Ограничение на длину последовательности обусловлено только количеством доступной оперативной памяти на компьютере, где проводится моделирование.

Из особенностей реализации модели следует отметить, что при стандартном последовательном выполнении время одного запуска программы может быть достаточно большим – в зависимости от выбранной частоты дискретизации и длины информационной последовательности. Поэтому для оптимизации было принято решение уменьшить передавать информационную последовательность и передавать ее несколько раз. Шум при этом будет всегда разный. Таким образом, будет получена возможность разделить моделирование одной длинной последовательности на несколько меньших интервалов, что приведет к сокращению размера матриц сигналов и уменьшению требований к оперативной памяти компьютера.

Также использование нескольких параллельных сигналов вместо одного последовательного даст возможность применения параллельных циклов parfor, что существенно уменьшит время выполнения программы на многоядерных компьютерах. В случае необходимости запуска модели на одноядерном компьютере рекомендуется заменить parfor на простой for для улучшения производительности.

Выводы по разделу 3

В данном разделе рассмотрены ключевые моменты разработки модели, описаны этапы реализации каждого блока и приведены иллюстрации их работы.

Модель позволяет строить графики зависимости помехоустойчивости (вероятности ошибки) от отношения сигнал/шум. Изменяя различные параметры модели обработки, входного сигнала, шума и помех можно оценить степень их влияния на помехоустойчивость системы.

Также проведена оптимизация модели с целью сокращения времени выполнения одного цикла моделирования.

Полученная модель имеет приемлемую производительность. Время, затрачиваемое на моделирование одной точки графика составляет 3...5 с. С увеличением числа точек это время падает, так как возможности параллельного выполнения задействуются в большей мере.

4 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование проводилось для получения зависимости вероятности ошибки в принятой информационной последовательности от отношения сигнал/шум при различных условиях. На всех приведенных графиках на оси X находятся значения отношения сигнал/шум, на оси Y – значения вероятности ошибки. Ось Y представлена в логарифмическом масштабе, поэтому точки «обрыва» кривых означают, что значения вероятности ошибки для последующих значений отношения сигнал/шум были равно нулю (другими словами, не удалось получить ни одного искаженного бита).

4.1 Зависимость вероятности ошибки от базы сигнала

В данном эксперименте проводилось исследование влияния базы сигнала на помехоустойчивость системы. Как известно видно из выражений (1.4, 1.5) база ШПС является «исправляющим» фактором и ее увеличение прямо влияет на отношение сигнал/шум на выходе приемника. Изменение базы проводилось выбором модулирующих последовательностей разной длины. Моделирование было проведено для М-последовательностей длины 3, 7, 15, 31, 63 и 127. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.1

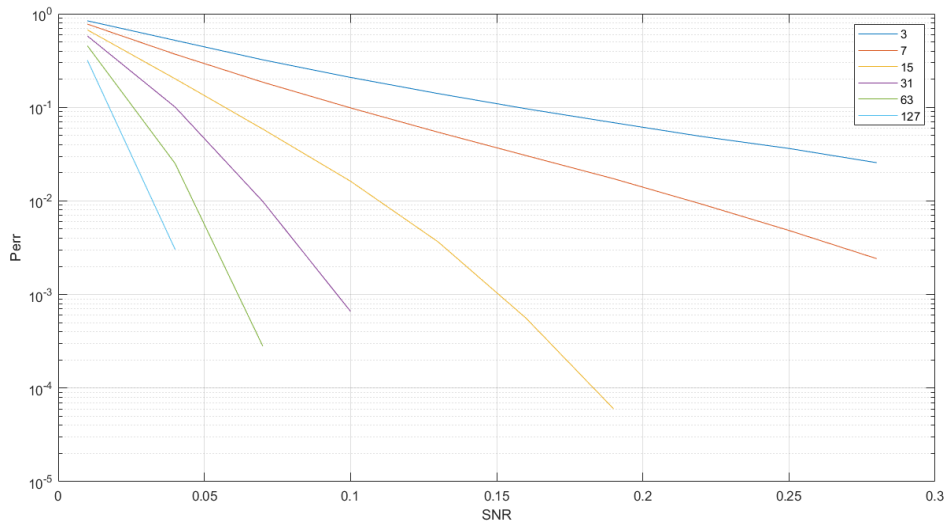

Рисунок 4.1 – Влияние базы на помехоустойчивость ШПС

Как видно из рисунка 4.1, модель полностью подтверждает теорию, и вероятность ошибки значительно падает с ростом длины модулирующей последовательности (базы ШПС).

4.2 Зависимость вероятности ошибки от ФНЧ

Следующее исследование было проведено с целью определить, как повлияет ширина полосы пропускания ФНЧ на помехоустойчивость системы. В теории, при выборе слишком узкой полосы пропускания, будут подавлены некоторые гармоники сигнала, что приведет к его искажению, а значит потере некоторой части информации. Это приведет к появлению ошибок. При выборе же слишком высокой частоты среза ожидается возрастание влияние шума, что так же приведет к искажению сигнала. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.2.

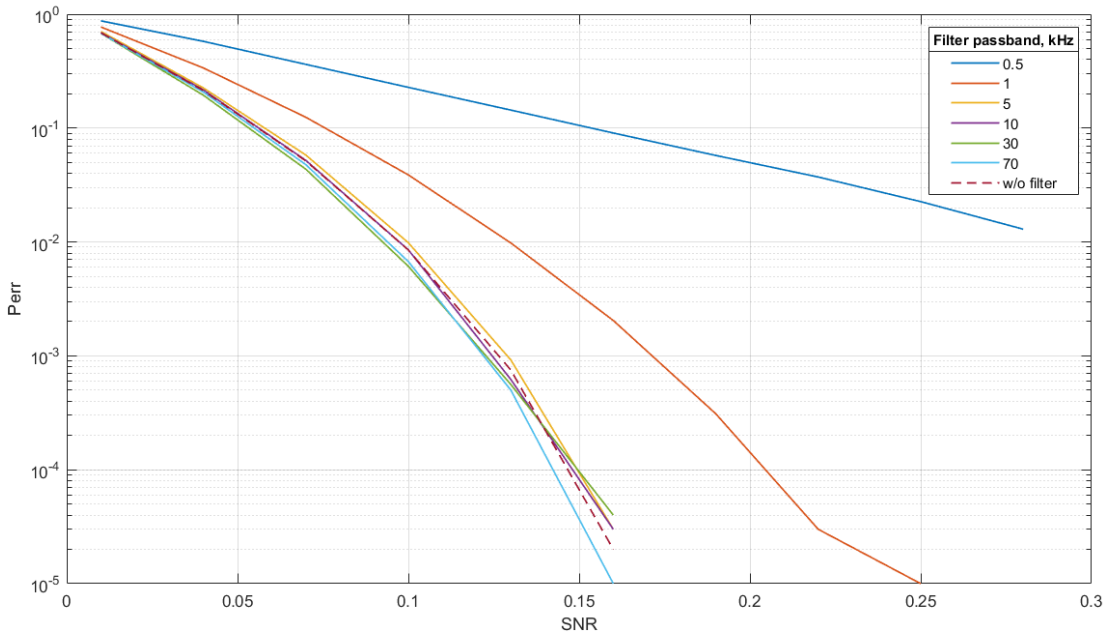

Рисунок 4.2 – Влияние ширины полосы пропускания ФНЧ на помехоустойчивость ШСС

Как видно из рисунка 4.2, в данном случае моделирование подтверждает теорию не полностью. В случае выбора слишком низкой частоты среза (до 5 кГц) помехоустойчивость значительно падает, что соответствует ожиданиям. Однако

при увеличении значения частоты среза, какого-либо роста вероятности ошибки не происходит. Даже в случае полного исключения ФНЧ из схемы (пунктирная линия на графике) значительных изменений не происходит.

4.3 Влияние гармонической помехи на помехоустойчивость ШСС

В качестве помехи был использован гармонический сигнал, незначительно (на 0.1 кГц) отличающийся по частоте от несущей ШПС. Данная помеха вызывает биения в фазовом детекторе, которые создают подобие информационного сигнала и приводят к искажению передаваемой информации. На рисунке 4.3 приведена зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум на входе приемника для гармонических помех с различной амплитудой.

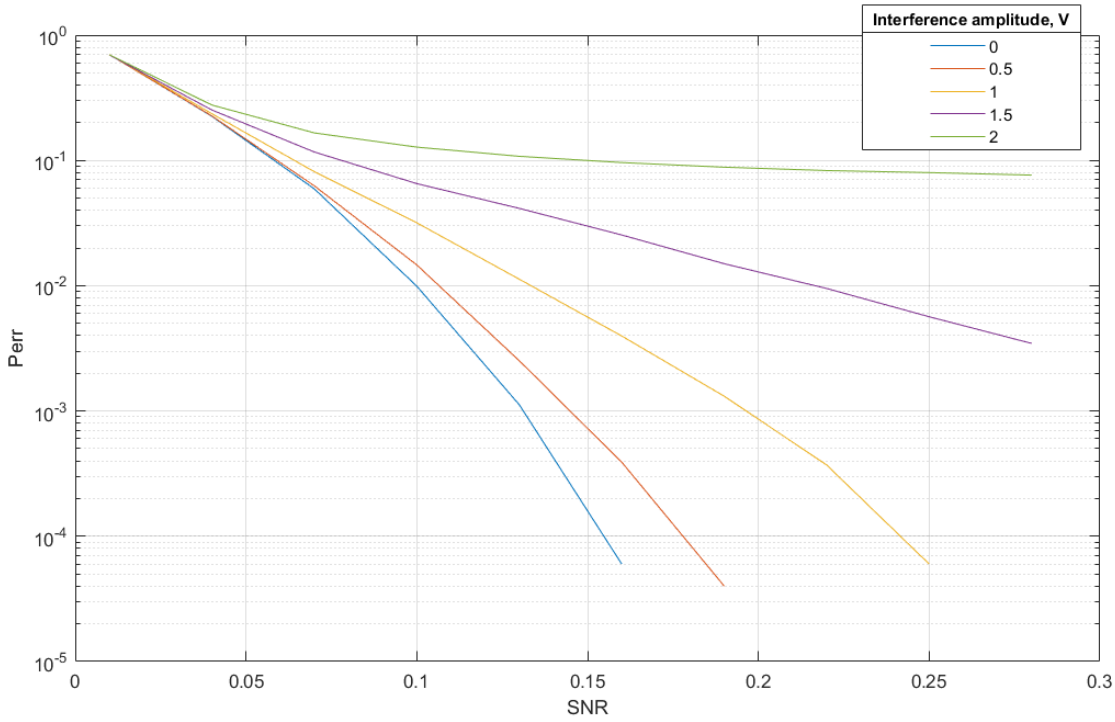

Рисунок 4.3 – Влияние амплитуды помехи

Видно, что амплитуда помехи оказывает сильное влияние на помехоустойчивость системы: с повышением амплитуды наблюдается значительный рост вероятности ошибки. Так, при уровне помехи в $1.5 \dots 2$ раза больше уровня сигнала вероятность ошибки уже находится в пределах $10^{-1} \dots 10^{-3}$ даже при отношении

сигнал/шум 0.25…0.3, что делает правильный прием информации практически невозможным.

Также представляет интерес исследование влияния частоты помехи на помехоустойчивость системы. Соответствующие замеры приведены на рисунке

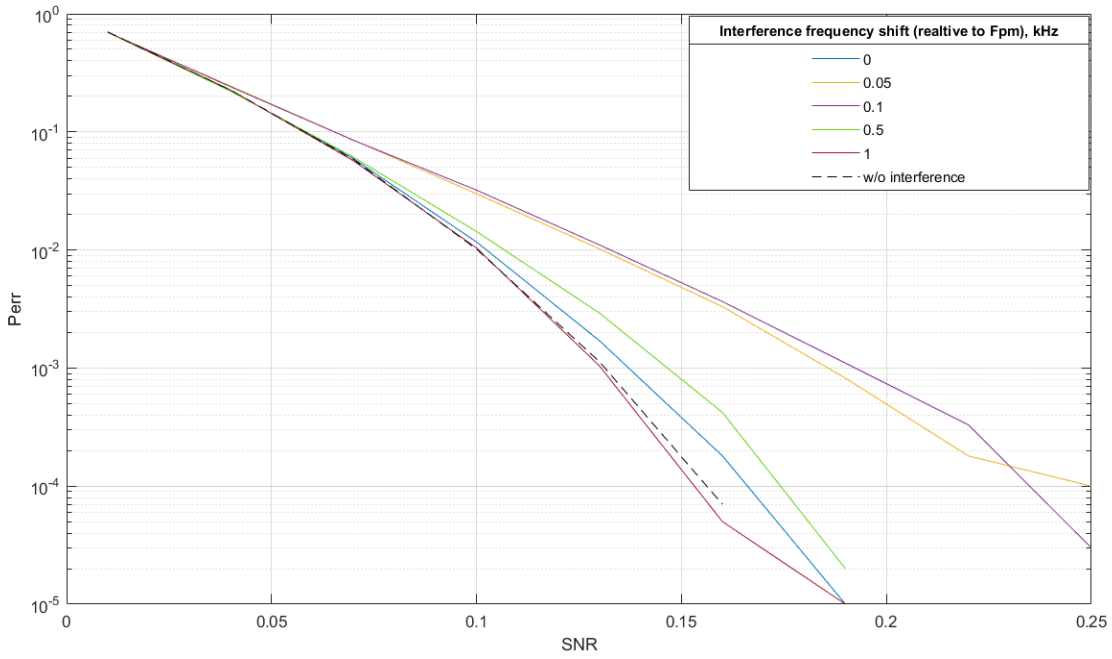

Рисунок 4.4 – Влияние частоты помехи

Ожидалось, что наибольшее влияние окажет помеха с частотой, равной частоте следования элементов модулирующей последовательности. Так как частота ФМ-сигнала (F_{pm}) равна 10 кГц, а длина импульса модулирующей последовательности – 1 мс (частота – 1 кГц), то наибольшее влияние ожидалось на частоте $10 + 1/10 = 10.1$ кГц. Исходя из результатов, полученных при моделировании, значительное влияние также имеется на меньшей частоте – 10.05 кГц. Это можно объяснить тем, что модулирующая последовательность имеет сдвоенные импульсы, частота которых в два раза меньше, и они также эффективно искажаются помехой.

Для определения наиболее оптимальной частоты помехи с точки зрения ее эффективности целесообразно провести дополнительный эксперимент. На рисунке 4.5 приведен более подробный результат моделирования зависимости вероят-

ности ошибки от частоты помехи. Данная зависимость была снята для отношения сигнал/шум 0.15, шаг между моделируемыми частотами составляет 20 Гц. Видно, что существенное увеличение вероятности ошибки наблюдается на частотах возле 0.1, 0.2, 0.3 и 0.5 кГц относительно частоты ФМ-сигнала (Fpm). Наиболее эффективной оказалась помеха на частоте 0.08 кГц относительно Fpm.

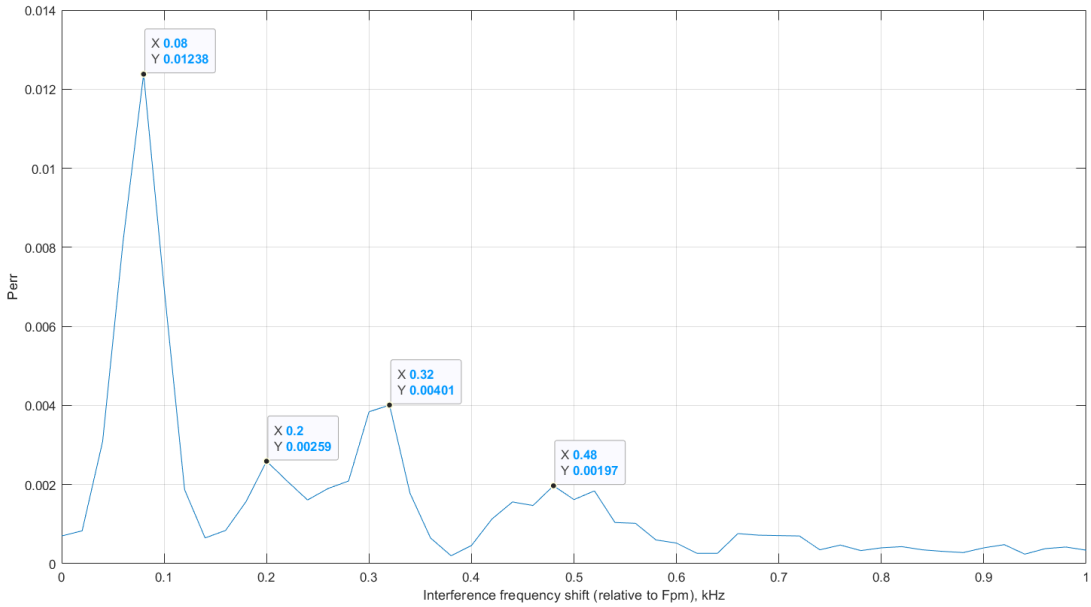

Рисунок 4.5 – Зависимость вероятности ошибки от частоты

4.4 Влияние амплитудного ограничителя

Целью данного эксперимента было установить влияние амплитудного ограничителя на помехоустойчивость ШСС. Результаты были получены как для случая с помехой (рис. 4.6), так и без нее (рис. 4.7).

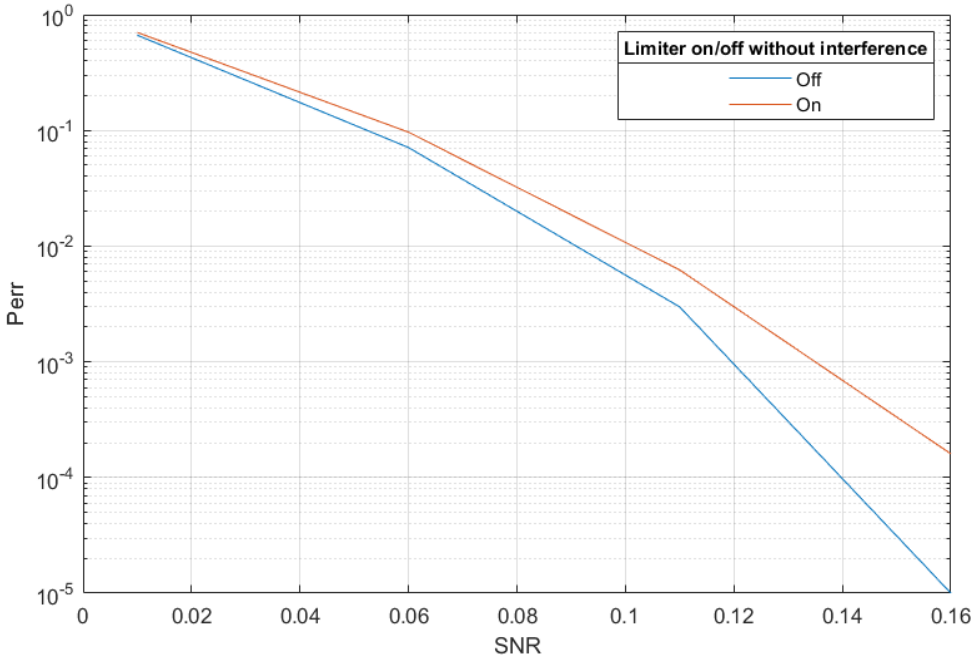

Рисунок 4.6 – Влияние ограничителя без помехи

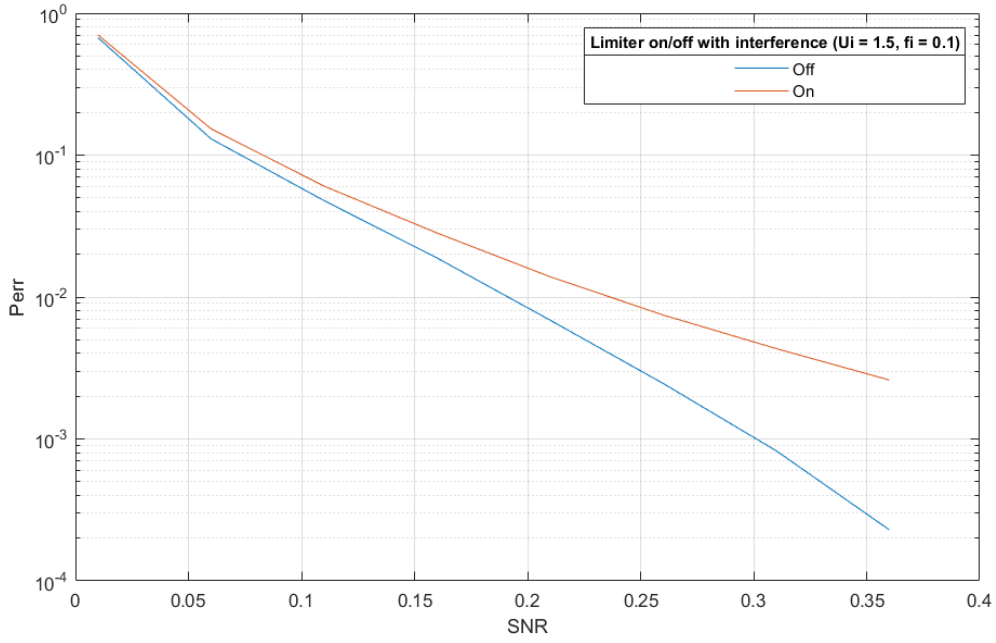

Рисунок 4.7 – Влияние ограничителя с помехой

Из рисунков видно, что ограничитель в целом негативно влияет на помехоустойчивость системы. Даже при отсутствии помехи вероятность ошибки с ограничителем больше, чем без него. С помехой данный негативный эффект только усиливается.

Выводы по разделу 4

В данном разделе был дан краткий обзор результатов, полученных при моделировании. В ходе моделирования была получена зависимость помехоустойчивости от базы сигнала; исследовано влияние ширины полосы пропускания ФНЧ на вероятность ошибки; исследовано влияние гармонической помехи (ее амплитуды и частоты) на вероятность ошибки; получены результаты работы модели с включенным и выключенным амплитудным ограничителем.

ВЫВОДЫ

В ходе данной работы были рассмотрены вопросы помехоустойчивости ШСС. Исходя из высокой сложности аналитического расчета помехоустойчивости ШСС, целесообразно применять моделирование. Были сформированы задачи, которые предполагалось решить моделированием и требования к модели.

Разработка модели проводилась в программном пакете MATLAB. Основной акцент ставился на разработке такой модели, которая позволила бы построить необходимые зависимости за приемлемое время как минимум для $10^5 \dots 10^6$ переданных бит информации. Конечным результатом работы модели является кривая зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при заданном значении исследуемого параметра. Также есть возможность построить сразу несколько кривых для различных значений исследуемого параметра за один запуск моделирования. Кроме того, при незначительных изменениях, можно получить зависимость вероятности ошибки от любого параметра модели.

Разработанная модель показала вполне приемлемые результаты по скорости выполнения: один расчет помехоустойчивости занимает до 3 секунд. Для построения одного графика из 15-20 точек для длины информационной последовательности в 10^5 бит необходимо приблизительно 40...100 секунд, в зависимости от производительности компьютера. Также стоит отметить, что данное время возрастет при выборе более длинной МП (при увеличении базы сигнала).

После разработки модели было проведено несколько экспериментов для исследования влияния параметров ШСС и помех на вероятность ошибки. В ходе экспериментов были получены:

– зависимости вероятности ошибки при различной базе сигнала;

– зависимости вероятности ошибки при разной ширине полосы пропускания ФНЧ;

– зависимости вероятности ошибки при приеме сигнала с гармонической помехой для различной амплитуды и частоты помехи;

– зависимости вероятности ошибки с ограничителем амплитуды и без него.

ПЕРЕЧЕНЬ ИСТОЧНИКОВ ССЫЛОК

1. Documentation – Matlab and Simulink / MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/help/ (дата обращения: 11.10.2022)

2. Шеннон К. Э.. Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ. / Под ред. Д. А. Добрушина, О. Б. Лупанова. – М.: ИЛ, 1963. – 832 с.

3. Солонина А. И., Арбузов С. М. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.

4. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. – СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с.

5. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов / А.Г. Зюко и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.

6. Клюев Л. Л. Теория электрической связи: Учебник. – М.: ИНФРА-М, 2016. – 448 с.

7. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

8. Гузенко М. Р. Аналіз впливу амплітудного обмежувача на завадостійкість приймача ШСС прямого перетворення. – Харків: ХНУРЕ, 2020. – 51 с.