

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО РЫБОЛОВСТВУ
Федеральное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Калининградский государственный технический университет»
Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота

Е.В. Волхонская, Е.В. Коротей

**Модельные исследования
помехоустойчивости приема
сигнала GMSK
в системах сотовой связи**

Методические указания
по выполнению курсовой работы
по дисциплине «Системы мобильной связи»
для курсантов и студентов специальности
«Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»
всех форм обучения

Калининград
Издательство БГАРФ
2019

БГАРФ

УДК 621.396.44 (073)

Модельные исследования помехоустойчивости приема сигнала GMSK в системах сотовой связи: метод. указания по выполнению курсовой работы по дисциплине «Системы мобильной связи» / сост.: *Е.В. Волхонская, Е.В. Коротей.* – Калининград: Изд-во БГАРФ, 2019. – 67 с.

Методические указания рассмотрены и одобрены кафедрой судовых радиотехнических систем БГАРФ от 18 сентября 2019 г., протокол № 1.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота.

Рецензент: *Чижда С.Н.*, д-р техн. наук, доцент

© БГАРФ ФГБОУ ВО «КГТУ», 2019

БГАРФ

ОБОЗНАЧЕНИЯ

BER (bit error rate) – вероятность битовой ошибки (коэффициент битовых ошибок);

CPFSK (Continuous phase frequency shift keying) – частотная манипуляция с непрерывной фазой;

DECT (Digital European Cordless Telecommunications) – расширенный стандарт беспроводной радиотелефонии;

FM (Frequency modulation) – частотная модуляция (манипуляция);

GMSK (Gaussian minimum shift keying) – гауссовская частотная манипуляция с минимальным сдвигом;

GSM (Global System Mobile) – глобальный стандарт цифровой мобильной связи;

MSK (Minimal shift keying) – частотная манипуляция с минимальным сдвигом;

АБГШ – аддитивный белый гауссов шум;

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

БПФ – быстрое преобразование Фурье;

ВЧ – высокая частота;

КИХ – конечная импульсная характеристика;

КР – курсовая работа;

НЦФ – нерекурсивный цифровой фильтр;

ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье;

ОСШ – отношение сигнал/шум;

ПЗ – пояснительная записка;

ПЧ – промежуточная частота;

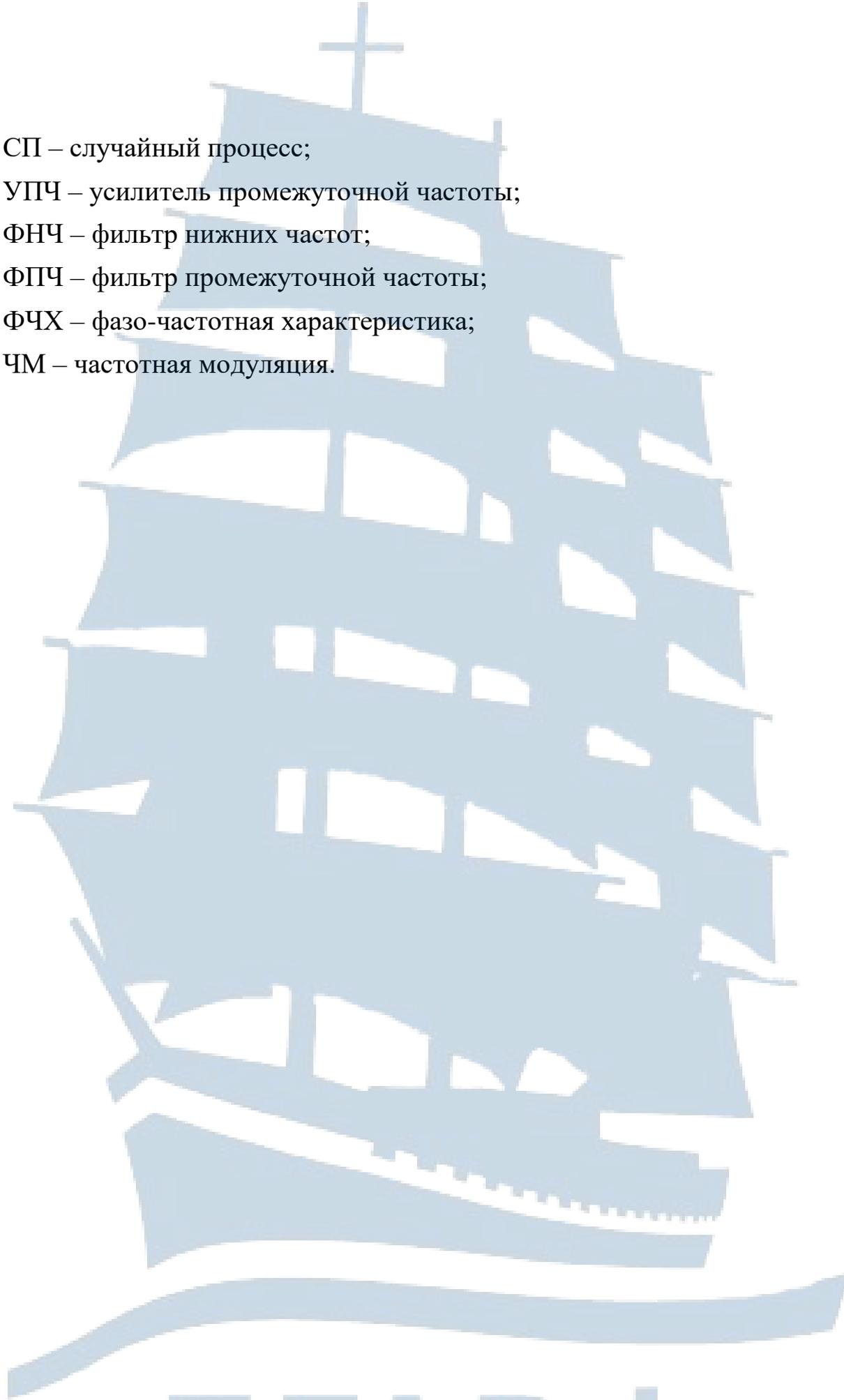
РПУ – радиоприемное устройство;

РФ – режекторный фильтр;

СВ – случайная величина;

СКО – среднеквадратическое отклонение;

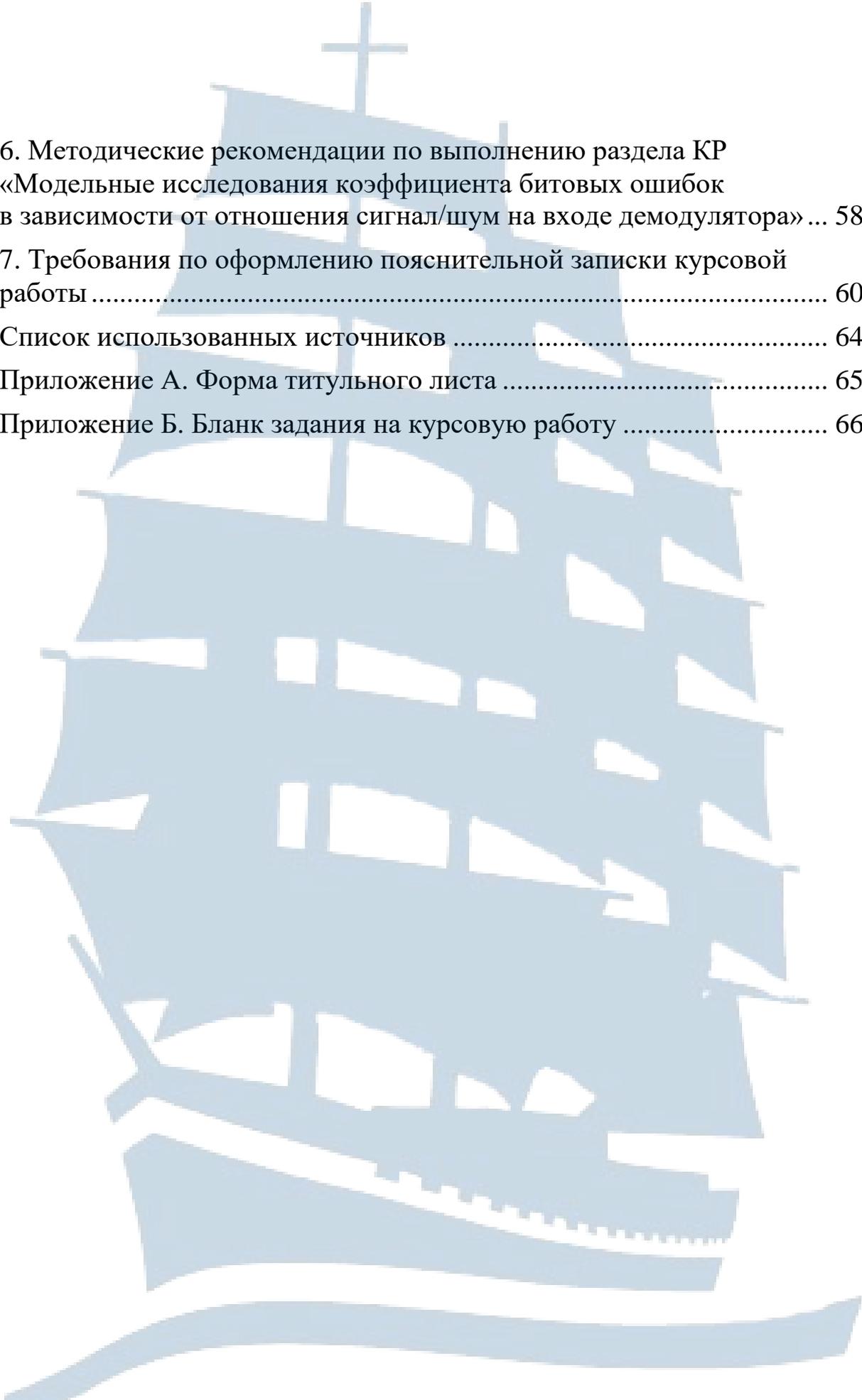
СП – случайный процесс;
УПЧ – усилитель промежуточной частоты;
ФНЧ – фильтр нижних частот;
ФПЧ – фильтр промежуточной частоты;
ФЧХ – фазо-частотная характеристика;
ЧМ – частотная модуляция.



БГАРФ

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	7
Задание на курсовую работу	10
1. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма формирования GMSK сигнала с заданными параметрами»	13
1.1. Программная реализация цифрового формирователя GMSK сигнала	19
1.1.1. Синтез дискретного информационного сигнала	19
1.1.2. Синтез цифрового гауссова фильтра нижних частот.....	20
1.1.3. Синтез цифрового интегратора	29
1.1.4. Синтез функциональных преобразователей, повышающих преобразователей частоты, сумматора	30
2. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма демодуляции GMSK сигнала»	32
2.1. Автокорреляционный демодулятор.....	32
2.2. Беспороговый демодулятор 1 типа	35
2.3. Беспороговый демодулятор 2 типа	41
2.4. Беспороговый демодулятор 3 типа	44
3. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация моделей аддитивного и мультипликативного компонентов шума в радиоканале передачи дискретной информации».....	48
4. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Программная реализация моделей аддитивно- мультипликативной смеси полезного сигнала и шума и аддитивной смеси полезного сигнала и шума».....	55
5. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма функционирования решающего устройства и вычисления коэффициента битовых ошибок».....	56



6. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Модельные исследования коэффициента битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора» ...	58
7. Требования по оформлению пояснительной записки курсовой работы	60
Список использованных источников	64
Приложение А. Форма титульного листа	65
Приложение Б. Бланк задания на курсовую работу	66

ВВЕДЕНИЕ

Методические указания по выполнению курсовой работы (КР) «Модельные исследования помехоустойчивости приема сигнала GMSK в системах сотовой связи» разработаны в соответствии с ФГОС 3+ по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» и предназначены для самостоятельного выполнения курсовой работы по дисциплине «Системы мобильной связи» курсантами очной и студентами заочной форм обучения.

Задание на курсовую работу предусматривает разработку и реализацию модели цифрового канала сотовой связи, предназначенного для передачи GMSK сигнала и подверженного влиянию аддитивного и мультипликативного компонентов шума, а также проведение модельных исследований помехоустойчивости приема демодуляторов GMSK сигнала различного типа.

При выполнении заданий курсовой работы рекомендуется использовать пакет прикладных программ MathCAD, который является эффективным инструментарием количественного представления и исследования аналитических моделей.

В методических указаниях даны рекомендации по реализации моделей формирователя, демодулятора GMSK сигнала, генераторов аддитивного и мультипликативного компонентов шума, решающего устройства.

Методические указания содержат необходимые теоретические сведения в виде структурных схем и описания процессов функционирования отдельных составных частей цифрового канала связи.

Курсовая работа носит исследовательский характер, так как ее заключительным этапом является модельная оценка коэффициента битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора в составе радиоприемного устройства (РПУ) цифрового канала сотовой связи.

Исходными данными к выполнению курсовой работы являются:

1. Скорость передачи информации v , кБит/с;
2. Амплитуда единичной посылки A_m , В;

3. Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания гауссовского фильтра нижних частот (ФНЧ) $\Delta = 3$ дБ;
4. Произведение полосы пропускания гауссовского ФНЧ на длительность элементарной посылки BT ;
5. Ослабление в полосе задерживания гауссовского ФНЧ $\sigma = 40$ дБ;
6. Тип ФНЧ, входящих в состав демодулятора – идеальный;
7. Тип фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) – идеальный или гауссов с шириной полосы пропускания, равной ширине основного лепестка спектра GMSK сигнала;
8. Требования к шумовым компонентам канала передачи: аддитивный белый гауссов шум, узкополосный гауссов шум, мультипликативный компонент шума с распределением по Релею.
9. Отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе демодулятора ρ по напряжению изменяется в пределах от -5 до +5 дБ с шагом 0,5 дБ.

Числовые значения исходных параметров цифрового канала передачи информации для различных вариантов выполнения курсовой работы приведены в табл. 1.

Таблица 1

Таблица исходных данных для выполнения КР

<i>№ варианта</i>	<i>Скорость передачи информации, кБит/с</i>	<i>Тип демодулятора</i>	<i>Величина параметра BT</i>
1	1 152	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,3
2	270,833	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,3
3	1 152	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,5

Продолжение табл. 1

<i>№ варианта</i>	<i>Скорость передачи информации, кБит/с</i>	<i>Тип демодулятора</i>	<i>Величина параметра BT</i>
4	270,833	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,5
5	1 152	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,7
6	270,833	Беспороговый демодулятор 1 типа	0,7
7	1 152	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,3
8	270,833	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,3
9	1 152	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,5
10	270,833	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,5
11	1 152	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,7
12	270,833	Беспороговый демодулятор 2 типа	0,7
13	1 152	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,3
14	270,833	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,3
15	1 152	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,5

<i>№ варианта</i>	<i>Скорость передачи информации, кБит/с</i>	<i>Тип демодулятора</i>	<i>Величина параметра ВТ</i>
16	270,833	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,5
17	1 152	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,7
18	270,833	Беспороговый демодулятор 3 типа	0,7
19	1 152	Автокорреляционный демодулятор	0,3
20	270,833	Автокорреляционный демодулятор	0,3
21	1 152	Автокорреляционный демодулятор	0,5
22	270,833	Автокорреляционный демодулятор	0,5
23	1 152	Автокорреляционный демодулятор	0,7
24	270,833	Автокорреляционный демодулятор	0,7

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Курсовая работа заключается в решении следующих частных задач:

1. Разработка и программная реализация алгоритма формирования GMSK сигнала с заданными параметрами.
2. Разработка и программная реализация алгоритма детектирования GMSK сигнала.

3. Разработка и программная реализация алгоритма формирования аддитивного узкополосного гауссова шума и мультипликативного компонента шума с распределением по Релею, воздействующих в совокупности с полезным радиосигналом на вход демодулятора.

4. Разработка и программная реализация алгоритма оценки помехоустойчивости демодулятора при приеме GMSK сигнала на фоне шумов.

5. Модельные исследования коэффициента битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора.

6. Оценка результатов модельного эксперимента.

В ходе решения **первой частной задачи** необходимо:

1. Исходя из заданной скорости передачи информации, рассчитать длительность посылки и частоту манипуляции сигнала.

2. Синтезировать информационный (испытательный) сигнал в виде дискретной бинарной случайной последовательности прямоугольных импульсов, соответствующий передаваемой последовательности логических «нулей» и «единиц».

3. Выбрать частоту дискретизации.

4. Синтезировать нерекурсивный цифровой гауссовский фильтр с гауссовской АЧХ и линейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ).

5. Синтезировать цифровой интегратор.

6. Синтезировать функциональные преобразователи, повышающие преобразователи частоты и сумматор.

7. Провести верификацию реализованной модели формирователя GMSK сигнала, результатом которой должны быть: временные реализации испытательного дискретного сигнала, дискретного сигнала на выходе цифрового гауссова ФНЧ, дискретного сигнала на выходе интегратора, дискретных сигналов на выходах функциональных преобразователей; требуемые модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи гауссова ФНЧ, АЧХ и ФЧХ синтезированного гауссова ФНЧ; амплитудные спектры дискретных сигналов на входе и выходе цифрового гауссова ФНЧ, на выходе цифрового формирователя GMSK сигнала при наличии и отсутствии в его структуре гауссова ФНЧ.

8. Провести анализ полученных результатов моделирования процесса функционирования цифрового формирователя GMSK сигнала.

В ходе решения **второй частной задачи** необходимо:

1. Исходя из заданной структурной схемы демодулятора GMSK сигнала, разработать и реализовать в программном виде алгоритм демодуляции.

2. Провести верификацию реализованной модели демодулятора GMSK сигнала, результатом которой должны быть: временные реализации и амплитудные спектры дискретных сигналов на выходах отдельных блоков демодулятора и трактовка полученных графических зависимостей. Сравнительная оценка испытательного дискретного сигнала и сигнала на выходе демодулятора в отсутствие шумовых компонент в цифровом канале.

В ходе решения **третьей частной задачи** необходимо реализовать алгоритм формирования моделей аддитивного и мультипликативного компонентов шума, состоящий из следующих этапов:

1. Формирование двух выборок случайной величины (СВ), равномерно распределенной в интервале значений $[0; 1]$.

2. Формирование широкополосного случайного процесса с ограниченным спектром.

3. Формирование узкополосного случайного процесса (СП) с гауссовским законом распределения (модель аддитивного компонента шума на выходе усилителя промежуточной частоты (УПЧ)).

4. Формирование мультипликативного компонента шума с распределением Релея.

5. Верификация реализованных моделей аддитивного и мультипликативного компонентов шума, а именно, оценка вероятностных и числовых характеристик модельных шумов, которая заключается в построении гистограмм распределения случайной величины для каждого компонента шума, проверка гипотезы о распределении модельных СП по критерию Пирсона, расчет числовых характеристик: математического ожидания, среднеквадратического отклонения (СКО) и дисперсии СП; сравнение полученных результатов моделирования с известными теоретическими положениями.

В ходе решения **четвертой частной задачи** необходимо синтезировать решающее устройство на основе интегратора с синхронным разрядом для принятия решения о передаче логической единицы или логического нуля и реализовать алгоритм вычисления коэффициента битовых ошибок.

В ходе решения **пятой частной задачи** необходимо провести модельные исследования коэффициента битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора. С этой целью необходимо создать единый программный код, объединяющий в себе реализованные на различных этапах моделирования модели сигнала, шумов и процессов их обработки, разработать план модельного эксперимента, а также выработать методику оценки его результатов.

На заключительном этапе следует провести обработку полученных результатов модельного эксперимента, построить графические зависимости коэффициента битовых ошибок от отношения сигнал/шум на входе демодулятора при наличии в цифровом канале передачи данных аддитивного и аддитивно-мультипликативного компонентов шума, сравнить помехоустойчивость демодулятора при воздействии на его вход различного рода шумов, по возможности произвести сравнение модельной оценки коэффициента битовых ошибок с нормами, установленными на данный параметр для цифровых систем передачи.

1. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма формирования GMSK сигнала с заданными параметрами»

К программной реализации рекомендована структурная схема универсального квадратурного модулятора GMSK сигналов, приведенная на рис. 1.1 [1].

Исходная бинарная последовательность передается со скоростью передачи данных $v = \frac{1}{T}$ в бодах или кБит/с, где T – длительность посылки (символа, элемента, бита) в секундах. Скорость передачи информации определяет циклическую частоту манипуляции $F_b = \frac{v}{2}$, с⁻¹. Блок нормировки преобразует униполярную последова-

тельность посылок $b(t)$ в биполярную $b_0(t)$, сохраняя форму сигнала. Значению логического нуля «0» в новой последовательности соответствует отрицательная посылка.

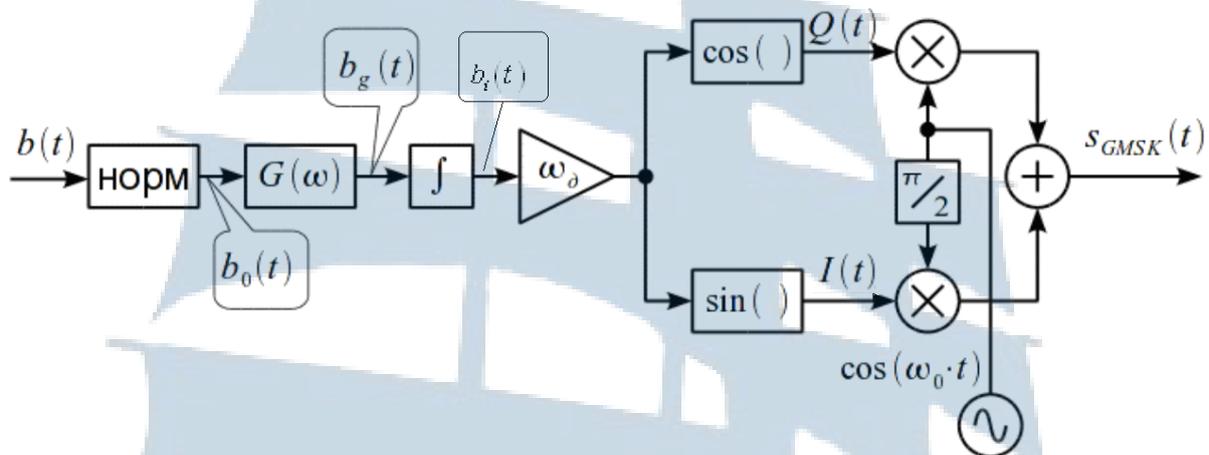


Рис. 1.1. Структурная схема универсального квадратурного формирователя GMSK сигнала

Для уменьшения полосы частот, занимаемой спектром радиосигнала, используется **предмодуляционный гауссов фильтр нижних частот**, предназначенный для сглаживания фронтов прямоугольных импульсов в составе исходной информационной бинарной последовательности, что ведет за собой сглаживание вершин пилообразной временной зависимости фазы радиосигнала. На рис. 1.2 приведены временные диаграммы сигнала на входе и выходе гауссова ФНЧ.

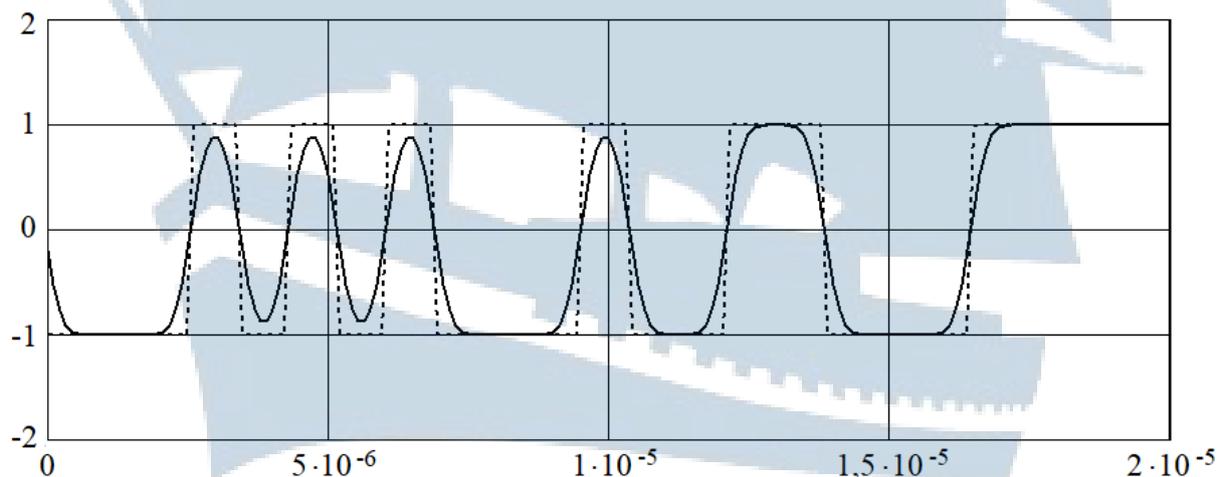


Рис. 1.2. Временные диаграммы испытательного информационного сигнала на входе (пунктирная линия) и на выходе (сплошная линия) гауссова ФНЧ: по оси абсцисс отложено время в с, по оси ординат – мгновенные значения испытательного сигнала в В

Сглаженный испытательный сигнал $b_g(t)$ выступает в роли модулирующего сигнала на входе квадратурного FM-модулятора. Первым блоком модулятора является интегратор, на выходе которого формируется сигнал, мгновенные значения которого имеют размерность $V \times c$, путем деления данных значений на амплитуду единичной посылки величиной $1 V$, получаем совокупность значений, имеющих размерность времени, которая определяет закон изменения фазы GMSK сигнала в соответствии с изменением во времени испытательного сигнала. Второй блок модулятора выполняет операцию усиления полученного сигнала $b_i(t)$ и имеет коэффициент усиления ω_d рад/с, где $\omega_d = 2\pi f_d$ – угловая частота девиации.

Таким образом, сигнал после усилителя есть совокупность мгновенных значений фазы формируемого GMSK сигнала в радианах (рад). Из приведенной временной реализации сигнала $\omega_d b_i(t)$ (рис. 1.3), следует, что ни одно из мгновенных значений фазы не испытывает скачков, значит фаза не претерпевает разрывов, т. е. непрерывна.

Угловая частота девиации связана с циклической частотой манипулирующего (модулирующего) испытательного сигнала следующим соотношением:

$$\omega_d = 2\pi F_b m, \quad (1.1)$$

где m есть индекс частотной манипуляции.

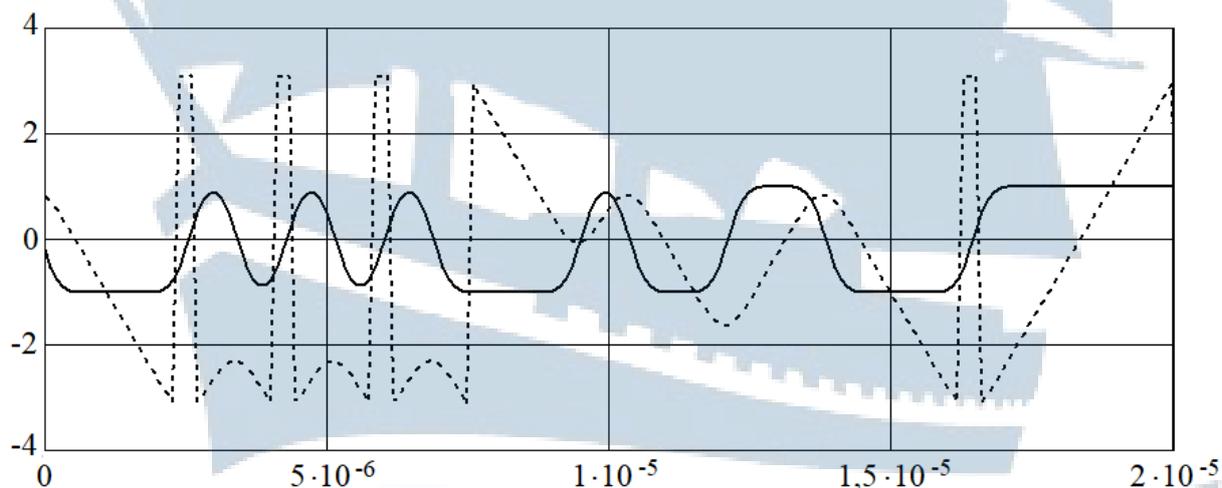


Рис. 1.3. Зависимость фазы GMSK сигнала от времени (пунктирная линия) и испытательный сигнал на входе интегратора (сплошная линия): по оси абсцисс отложено время в с, по оси ординат мгновенное значение фазы в рад или величины испытательного сигнала в В

В свою очередь, циклическая частота манипулирующего сигнала, как частота повторения бита при чередовании нулей и единиц в информационной последовательности, может быть определена как величина, обратная удвоенной длительности одной посылки (бита):

$$F_b = \frac{1}{2T}. \quad (1.2)$$

Далее на выходах функциональных преобразователей формируются две низкочастотные квадратурные компоненты GMSK сигнала в виде гармонических синфазного (косинусоидального) и квадратурного (синусоидального) колебаний $Q(t)$ и $I(t)$, аргументы которых изменяются в соответствии с изменением испытательного сигнала во времени (рис. 1.4).

Каждая из низкочастотных квадратурных составляющих посредством перемножителя переносится в высокочастотную область в окрестности частоты несущего колебания ω_0 , вырабатываемого опорным генератором. На последнем этапе формируется высокочастотное колебание – GMSK радиосигнал в соответствии с выражением вида:

$$s(t) = Q(t) \cos \omega_0 t - I(t) \sin \omega_0 t. \quad (1.3)$$

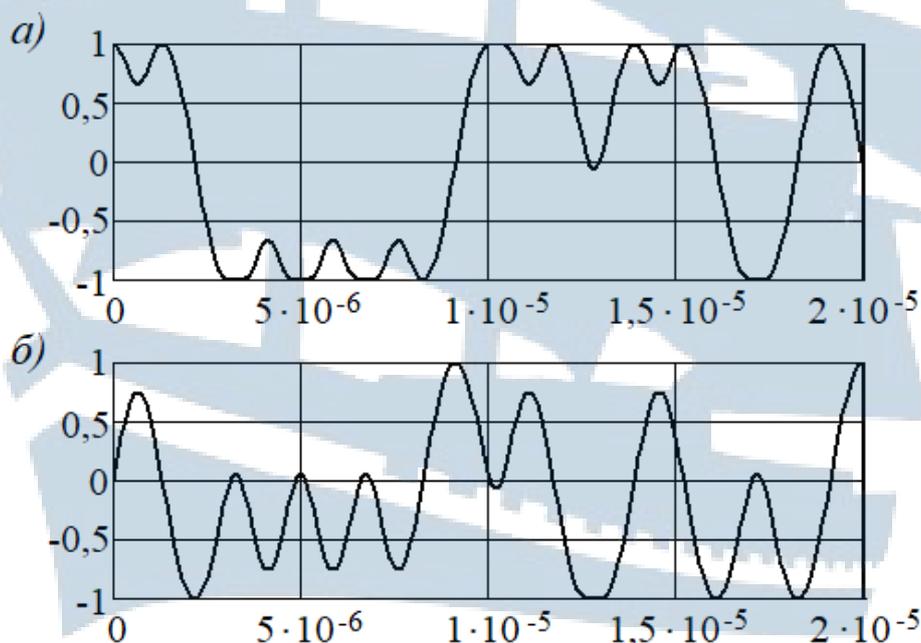


Рис. 1.4. Временные зависимости составляющих $Q(t)$ (а) и $I(t)$ (б): по оси абсцисс отложено время в с, по оси ординат – мгновенные значения сигналов в В

При передаче единичной посылки положительной полярности (логическая единица «1») мгновенная частота радиосигнала имеет значение $\omega_m = \omega_0 + \omega_d = \omega_0 + 2\pi F_b m$ и называется частотой «**mark**», а при передаче единичной отрицательной посылки (логический ноль «0») мгновенная частота радиосигнала имеет значение $\omega_s = \omega_0 - \omega_d = \omega_0 - 2\pi F_b m$ и называется частотой «**space**». Между данными частотами существует сдвиг, который называют **разносом частот манипуляции** и определяют в виде:

$$\Delta f_m = f_m - f_s = f_0 + f_d - f_0 + f_d = 2f_d. \quad (1.4)$$

Его значения обычно лежат в интервале от 50 до 1 000 Гц.

Из выражения (1.1) можно определить индекс частотной манипуляции в следующем виде:

$$m = \frac{\omega_d}{2\pi F_b} = \frac{2\pi f_d}{2\pi F_b} = \frac{f_d}{F_b} = \frac{2f_d}{v} = \frac{\Delta f_m}{v}. \quad (1.5)$$

Таким образом, **индекс частотной манипуляции** показывает во сколько раз разнос частот манипуляции превышает битовую скорость или во сколько раз частота девиации превышает частоту манипулирующего сигнала.

Для GMSK сигнала, так же как и MSK, характерным является минимальное значение индекса частотной манипуляции, при котором обеспечивается ортогональность сигналов, передающих «0» и «1» цифровой информации. GMSK сигнал можно трактовать как сигнал с минимальным разносом частот «**mark**» и «**space**» (т. е. с **минимальной девиацией**), при котором эти частоты можно различить на интервале времени, равном длительности посылки T .

Анализируя условие ортогональности высокочастотных (ВЧ) квадратурных составляющих CPFSK сигнала на интервале наблюдения T :

$$\int_0^T \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] \cos[(\omega_0 - \omega_d)t] dt = 0, \quad (1.6)$$

можно показать, что минимальное значение индекса частотной манипуляции составит $m_{min} = 0,5$.

С учетом данного индекса манипуляции имеем выражения для определения частот передачи логических единицы, нуля и несущей частоты для GMSK сигнала:

$$\omega_m = 2\pi\left(f_0 + \frac{1}{4T}\right); \omega_s = 2\pi\left(f_0 - \frac{1}{4T}\right); \omega_0 = \pi\frac{1}{2T}. \quad (1.7)$$

Амплитудный спектр GMSK сигнала при значении параметра $BT = 0,5$ приведен на рис. 1.5.

Теоретические и экспериментальные исследования ширины главного лепестка амплитудного спектра GMSK сигнала в зависимости от величины параметра BT показывают, что чем меньше значение данного параметра, тем уже полоса частот, занимаемая спектром радиосигнала, и меньше уровень боковых лепестков.

Однако, уменьшение параметра BT до значения, меньшего 0,3 нецелесообразно, так как при этом возникает явление межсимвольной интерференции.

В стандартах сотовой связи GSM и технологии DECT приняты к использованию значения $BT = 0,3$ и $BT = 0,5$, соответственно.

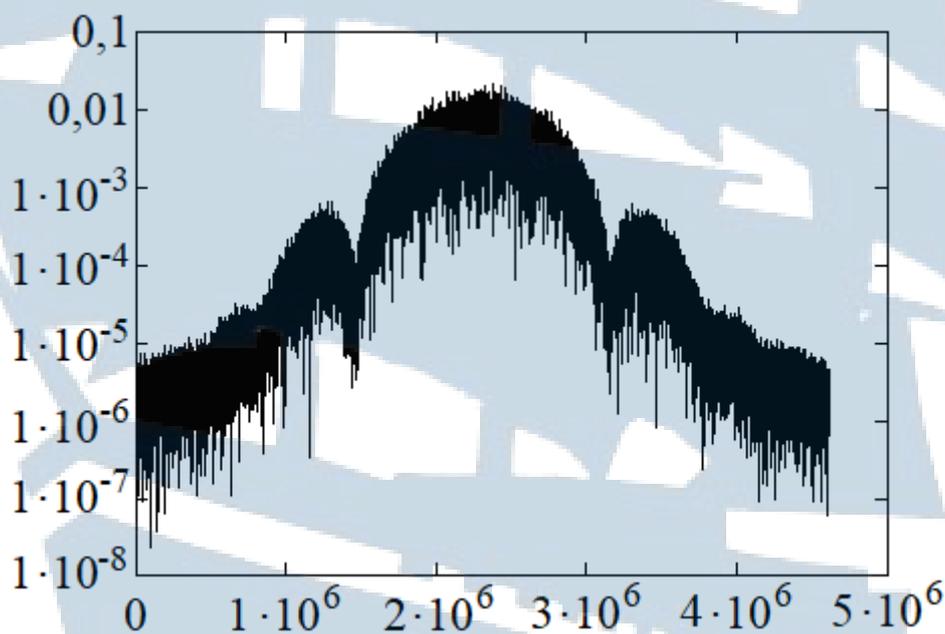


Рис. 1.5. Амплитудный спектр GMSK сигнала при значении параметра $BT = 0,5$: по оси абсцисс отложена частота в Гц, по оси ординат в логарифмическом масштабе отложены значения модуля комплексного спектра сигнала

1.1. Программная реализация цифрового формирователя GSMK сигнала

1.1.1. Синтез дискретного информационного сигнала

Начать реализацию цифрового формирователя GSMK сигнала рекомендуется с ввода блока исходных данных: амплитуды единичной посылки и скорости передачи информации.

Затем следует произвести расчет длительности посылки (бита) T и частоты манипуляции Fm .

На следующем этапе необходимо синтезировать дискретный информационный сигнал. С этой целью рекомендуется задать число отсчетов в формируемом дискретном информационном сигнале $N_{max} := 2^{16}$ и количество отсчетов в элементарной посылке, определяемое четным целым числом для информационного сигнала стандарта GSM $nv := 6$, для информационного сигнала технологии DECT $nv := 8$.

Далее задайте нулевой отсчет переменной счетчика

$$m_0 := 0$$

и диапазон изменения порядкового номера отсчета

$$n := 1..N_{max} - 1$$

Теперь реализуйте последовательность отсчетов счетчика в виде следующей процедуры:

$$m_n := \text{if}(m_{n-1} + 1 < nv, m_{n-1} + 1, 0)$$

С помощью данной процедуры в пределах каждой посылки будут сформированы nv (шесть или восемь) дискретных отсчетов, чьи значения, начиная с первого отсчета, возрастают от 1 до $nv - 1$, а каждый nv -й отсчет равен 0.

На следующем шаге синтезируйте последовательность дискретных отсчетов, в которой каждый nv -й отсчет имеет единичное значение, а остальные – нулевое значение:

$$I_n := \text{if}(m_n = 0, 1, 0)$$

Далее рекомендуется приступить к формированию информационного дискретного сигнала в виде случайной бинарной последовательности единичных посылок, каждая из которых представлена nv

отсчетами. С этой целью следует задать нулевой отсчет на выбор $b_0 := -1$ или $b_0 := 1$, после чего выполнить процедуру:

$$b_n := \text{if} \left(I_n > 0, \text{if} \left(\text{rnd}(1) \geq 0.5, 1, -1 \right), b_{n-1} \right)$$

Постройте синтезированный дискретный информационный сигнал и убедитесь в том, что он состоит из посылок различной полярности одинаковой длительностью.

1.1.2. Синтез цифрового гауссова фильтра нижних частот

Перед выполнением данного пункта курсовой работы рекомендуется ознакомиться с краткими теоретическими сведениями из теории цифровой фильтрации, которые позволят разработать алгоритм синтеза цифрового гауссова ФНЧ с требуемой формой АЧХ и линейной ФЧХ. Данный фильтр является **нерекурсивным**.

Характерной особенностью нерекурсивных цифровых фильтров (КИХ-фильтров или трансверсальных фильтров) является зависимость дискретных отсчетов выходного сигнала y_n только от дискретных отсчетов входного сигнала в настоящий момент времени x_n и предыдущие моменты x_{n-k} .

Алгоритм работы (разностное уравнение) нерекурсивного цифрового фильтра (НЦФ) порядка N записывают в виде:

$$y_n = \sum_{k=0}^N a_k x_{n-k}, \quad (1.8)$$

где a_k – постоянные коэффициенты.

На рис. 1.6 приведена структурная схема для реализации алгоритма, определенного выражением (1.8).

Структурная схема содержит линию задержки, каждый элемент которой (обозначен как Z^{-1}) смещает текущий отсчет исходного дискретного сигнала на один такт $\Delta t = \frac{1}{F_d}$, где F_d – тактовая частота или частота дискретизации, и с отводов которой смещенные отсчеты дискретного сигнала подаются на усилители с коэффициентами усиления a_1, a_2, \dots, a_N .

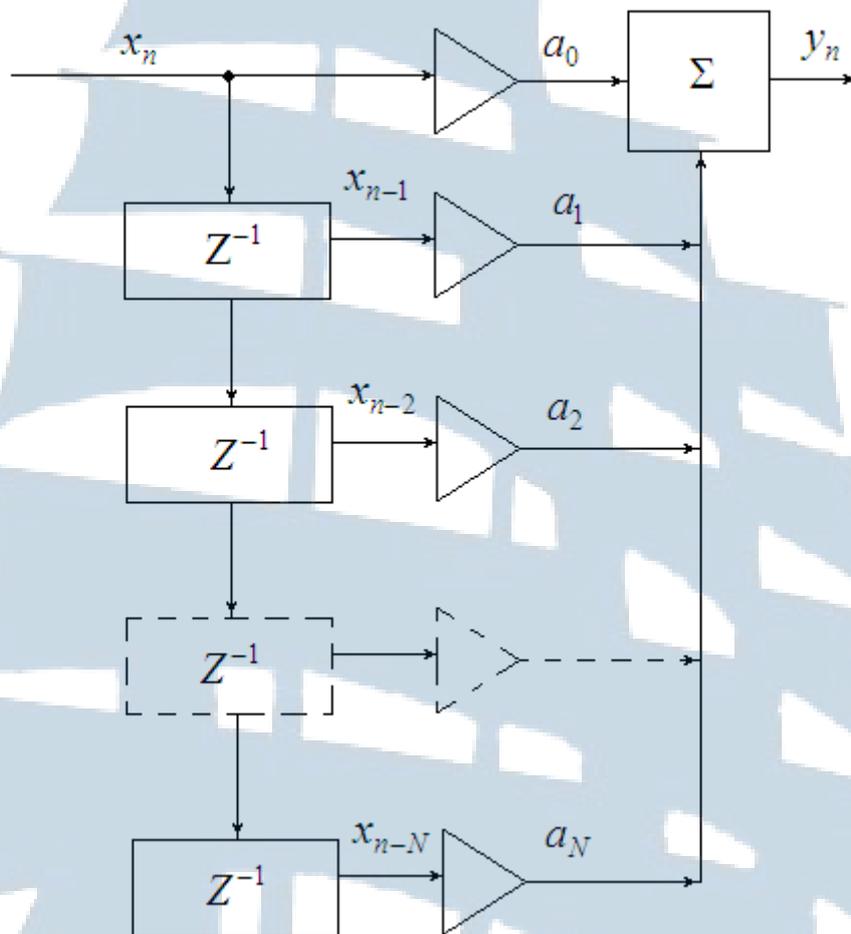


Рис. 1.6. Структурная схема, реализующая выражение (1.8)

Отсчеты с выходов усилителей суммируются в сумматоре с усиленной в a_0 раз величиной текущего отсчета дискретного информационного сигнала, на выходе сумматора имеет место отсчет выходного дискретного сигнала y_n .

Для расчетов можно воспользоваться и другим разностным уравнением НЦФ порядка $2N$ вида:

$$y_n = \sum_{k=-N}^N a_k x_{n-k}. \quad (1.9)$$

Как следует из выражения (1.9) для определения текущего отсчета выходного дискретного сигнала используются как прошлые, так и будущие отсчеты входного дискретного сигнала. Такой фильтр физически нереализуем. Однако если массив отсчетов дискретного входного сигнала заранее сформирован и, например, хранится в памяти процессора, то такой фильтр может быть реализован. Что касается

реализации подобного НЦФ в режиме реального времени, то выражение (1.9) можно записать в виде:

$$y'_n = \sum_{k=0}^{2N} a'_k x_{n-k}, \quad (1.10)$$

где $a'_k = a_{k-N}$.

При этом условие физической реализуемости, а именно, «**реакция фильтра не может предшествовать приложенному воздействию**», – сохраняется. Сравнивая друг с другом физически нереализуемый и физически реализуемый НЦФ, описываемые выражениями (1.9) и (1.10), можно заключить, что реакция физически реализуемого фильтра будет задержана на N тактов относительно физически нереализуемого фильтра.

Симметричность формы записи (1.9) при выполнении условия $a_k = a_{-k}$ определяет частотную характеристику такого фильтра как вещественную и четную функцию частоты, что дает возможность быстро провести анализ ее формы при необходимости.

При подаче на вход НЦФ единичного испытательного импульсного воздействия вида:

$$x_n = \begin{cases} 1 & \text{при } n = 0 \\ 0 & \text{при } n \neq 0 \end{cases},$$

на выходе фильтра появится реакция в виде $2(N+1)$ отсчетов (см. выражение (1.9)), которая по своей сути есть **импульсная характеристика фильтра**, и она **конечна**. Поэтому такие фильтры называют еще и **фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ)**. Значения данных отсчетов соответствуют значениям весовых коэффициентов a_k .

В соответствии с выражением (1.9) при подаче на вход фильтра дискретного комплексного гармонического колебания вида:

$$x_n = \exp[jn\omega T_d] = \cos[n\omega T_d] + j \sin[n\omega T_d], \quad (1.11)$$

где T_d – время дискретизации, на выходе фильтра имеем дискретную комплексную реакцию вида:

$$y_n = \sum_{k=-N}^N a_k \exp[j(n-k)\omega T_d]. \quad (1.12)$$

Тогда комплексная передаточная функция фильтра может быть найдена в виде:

$$K_d(j\omega) = \left. \frac{y_n}{x_n} \right|_{x_n=e^{jn\omega T_d}} = \sum_{k=-N}^N a_k \exp[-jk\omega T_d]. \quad (1.13)$$

Данная функция является периодической функцией частоты с угловой частотой дискретизации (частотным периодом) $\omega_d = \frac{2\pi}{T_d}$,

так как содержит суммы составляющих вида:

$$\begin{aligned} a_{-k} \exp[-jk\omega T_d] + a_k \exp[jk\omega T_d] &= 2a_k \frac{\exp[-jk\omega T_d] + \exp[jk\omega T_d]}{2} = \\ &= 2a_k \cos[k\omega T_d]. \end{aligned}$$

Тогда комплексная передаточная функция может быть представлена в частотной области комплексным рядом Фурье по аналогии с записью периодического сигнала в виде комплексного ряда Фурье.

Известно, что любой периодический сигнал $s(t)$ может быть представлен комплексным рядом Фурье вида:

$$s(t) = 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k \cdot e^{jk\Omega t}, \quad \Omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (1.14)$$

Комплексные амплитуды гармоник такого сигнала могут быть найдены в виде:

$$\dot{A}_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\Omega t} dt. \quad (1.15)$$

Теперь поставим в соответствие переменной времени t в выражениях (1.14) и (1.15) частоту ω в выражении (1.13), частоте периодического сигнала Ω – период T_d , периоду периодического сигнала

T – частоту дискретизации $\omega_d = \frac{2\pi}{T_d}$, а комплексным амплитудам гармоник \dot{A}_k – произведение $2a_k$.

С учетом сделанных замечаний получим выражения для оценки взвешенных коэффициентов a_k :

$$a_k = \frac{T_d}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T_d}}^{\frac{\pi}{T_d}} K_d(j\omega) \cdot e^{jk\omega T_d} d\omega. \quad (1.16)$$

Для четных относительно k коэффициентов $a_k = a_{-k}$ передаточная функция фильтра является вещественной функцией и состоит из суммы взвешенных косинусоидальных компонентов:

$$K_d(j\omega) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^N a_k \cos[k\omega T_d], \quad (1.17)$$

а для нечетных $a_k = -a_{-k}$ передаточная функция имеет мнимый характер и представлена суммой взвешенных синусоидальных компонентов:

$$K_d(j\omega) = -2 \sum_{k=1}^N a_k \sin[k\omega T_d]. \quad (1.18)$$

При синтезе нерекурсивного цифрового гауссова фильтра нижних частот за основу берется гауссов ФНЧ с требуемой АЧХ, описываемой выражением вида:

$$K(j\omega) = \exp \left[-\ln(\Delta) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right], \quad (1.19)$$

где ω_c – частота среза или верхняя граничная частота.

Данная передаточная функция может быть периодизирована с периодом $\frac{2\pi}{T_d}$ и представлена комплексным рядом Фурье, который будет тем лучше аппроксимировать требуемую передаточную функцию фильтра, чем больше будет содержать слагаемых (в идеале бесконечно большое число). Если данный ряд Фурье сделать усеченным, т. е. оставить в нем конечное число слагаемых, то полученный результат определяет реальную передаточную функцию НЦФ $K_d(j\omega)$, которая отличается от требуемой. Разница между данными функция-

ми должна быть минимизирована по критерию наименьших квадратов Гаусса:

$$\frac{T_d}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T_d}}^{\frac{\pi}{T_d}} |K(j\omega) - K_d(j\omega)|^2 d\omega = \min. \quad (1.20)$$

Можно показать, что ошибка аппроксимации будет наименьшей, если весовые коэффициенты искомого фильтра вычислять как коэффициенты разложения требуемой передаточной функции в комплексный ряд Фурье, т. е.:

$$a_k = a_{-k} = \frac{T_d}{\pi} \int_0^{\infty} \exp \left[-\ln(\Delta) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right] \cos(k\omega T_d) d\omega. \quad (1.21)$$

Весовые коэффициенты зависят от соотношения частоты среза и частоты дискретизации, поэтому для расчетов удобнее оперировать понятием **относительной** или **нормированной частоты среза**:

$$\Omega_c = \frac{\omega_c}{F_d}. \quad (1.22)$$

Таким образом, важнейшими параметрами, определяющими значения весовых коэффициентов фильтра, являются соотношение между частотой среза и частотой дискретизации $\frac{f_c}{F_d}$, а также порядок фильтра $2N$.

На практике рекомендуют выбирать оптимальные значения $\frac{f_c}{F_d} = 4$ или $\frac{f_c}{F_d} = 6$.

Исходя из выше изложенного, к программной реализации предлагается структурная схема нерекурсивного цифрового гауссова фильтра, приведенная на рис. 1.7.

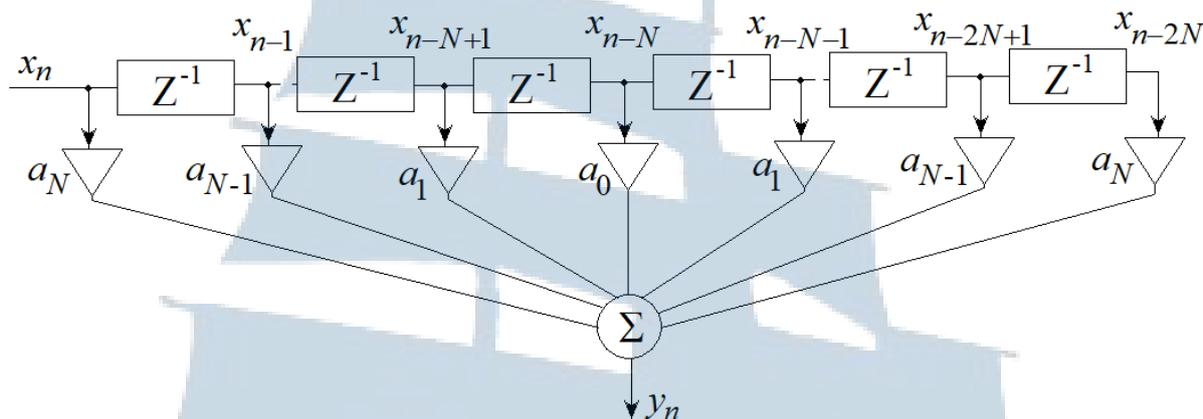


Рис. 1.7. Структурная схема нерекурсивного цифрового гауссова ФНЧ, реализуемого по выражению (1.10)

Ниже изложены рекомендации по выполняемым этапам синтеза НЦФ.

Сначала произведите расчет частоты дискретизации как произведения числа дискретных отсчетов в единичной посылке информационного сигнала $n\nu$ на скорость передачи информации ν :

$$Fd := n\nu \cdot \nu$$

Далее следует ввести исходные данные для синтезируемого гауссова фильтра: неравномерность АЧХ в полосе пропускания Δ – стандартное значение 3 дБ, величину ослабления сигнала (селективность) в полосе задерживания σ_z – стандартное значение 40 дБ и величину параметра BT в соответствии с заданием на курсовую работу.

Следующим шагом является расчёт полосы пропускания гауссова ФНЧ (B) и переход к относительной (нормированной) частоте среза ФНЧ (нормированной верхней граничной частоте – Fg_norm):

$$B := \frac{BT}{T}$$

$$Fg_norm := \frac{BT}{n\nu}$$

Требуемая АЧХ фильтра может быть реализована в виде:

$$K(F_norm) := \exp \left[-\ln(\Delta) \cdot \left(\frac{F_norm}{Fg_norm} \right)^2 \right]$$

Здесь введены следующие обозначения: F_norm – текущее дискретное значение частоты, нормированное к частоте дискретизации

или относительное текущее дискретное значение частоты, Δ – неравномерность АЧХ в относительных единицах.

На следующем этапе необходимо построить график зависимости требуемой АЧХ фильтра от значения относительной частоты F_{norm} в пределах от 0 до $10 \cdot F_{g_norm}$. При этом значения требуемой АЧХ рекомендуется представить в дБ.

После этого, задавшись порядком фильтра $K0$ (рекомендуется для начала выбрать 5), следует рассчитать взвешенные коэффициенты системной функции фильтра, выполнив процедуру:

$$a_0 := 2 \cdot \int_0^{5 \cdot F_{g_norm}} K(F_{norm}) dF_{norm}$$

$$k := 1..K0$$

$$a_k := 2 \cdot \int_0^{5 \cdot F_{g_norm}} K(F_{norm}) \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot F_{norm}) dF_{norm}$$

В данном выражении верхний предел интегрирования ограничен 5 значениями относительной частоты среза в силу быстрого затухания АЧХ за пределами полосы пропускания ФНЧ.

Теперь рассчитайте реальную АЧХ НЦФ, выполнив процедуру:

$$K1(F_{norm}) := \left| a_0 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{K0} (a_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot F_{norm})) \right|$$

В одной координатной системе для сравнения постройте графики требуемой и реальной АЧХ. Реальная АЧХ должна совпадать с требуемой при значениях $K1(F_{norm}) \geq \frac{1}{\sigma_z}$. Если в указанном диапазоне относительной текущей частоты наблюдается несовпадение кривых, следует изменить порядок фильтра $K0$.

После расчёта взвешенных коэффициентов следует рассчитать и построить ФЧХ фильтра. С этой целью необходимо записать комплексную передаточную функцию фильтра в виде:

$$K2(F_{norm}) := e^{-1i \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_{norm} \cdot K0} \cdot$$

$$\left| a_0 + \sum_{k=1}^{K0} \left[a_k \cdot \left(e^{-1i \cdot 2 \cdot \pi \cdot k \cdot F_{norm}} + e^{1i \cdot 2 \cdot \pi \cdot k \cdot F_{norm}} \right) \right] \right|$$

и найти ее аргумент, выполнив процедуру:

$$\phi_1(F_norm) := \arg(K_2(F_norm))$$

В данном выражении и далее символ li соответствует мнимой единице.

Далее, воспользовавшись спектральным методом анализа, рассчитайте комплексный спектр дискретного сигнала на выходе синтезированного гауссова ФНЧ. С этой целью:

1) применив процедуру быстрого преобразования Фурье (БПФ) к информационному дискретному сигналу на входе гауссова ФНЧ, следует определить его комплексный спектр:

$$S := FFT(b)$$

2) произвести дискретизацию комплексной передаточной функции фильтра:

$$j := 0..last(S)$$

$$K_{2j} := K_1\left(j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T \cdot Fd}\right) \quad \phi_{2j} := \phi_1\left(j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T \cdot Fd}\right)$$

$$K_{3j} := K_{2j} \cdot e^{li \cdot \phi_{2j}}$$

Первое выражение задает номер дискретного отсчета дискретных функций, второе – определяет дискретную АЧХ, третье – дискретную ФЧХ, четвертое – дискретную комплексную передаточную функцию фильтра.

3) вычислить комплексный спектр выходного дискретного сигнала:

$$Sg_j := S_j \cdot K_{3j}$$

Далее следует построить амплитудные спектры сигналов на входе и выходе фильтра и сделать вывод об изменении ширины основного лепестка спектра сигнала после его прохождения через гауссов ФНЧ.

4) применяя процедуру обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ):

$$sg := IFFT(Sg)$$

$$n := 0..last(sg)$$

необходимо получить и построить временную реализацию выходного сигнала, в этой же координатной системе построить временную реализацию информационного сигнала на входе фильтра, а также сделать выводы о характере полученных изменений формы сигнала.

1.1.3. Синтез цифрового интегратора

Согласно структурной схеме универсального квадратурного формирователя GMSK сигнала (рис. 1.1) информационный сигнал должен пройти процедуру интегрирования, описываемую выражением вида:

$$\phi(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T_c} b_g(t) dt, \quad (1.23)$$

где T_c – длительность всего испытательного сигнала.

Получаемый на выходе интегратора сигнал представляет собой аргумент низкочастотных синусной и косинусной (квадратурных) составляющих GMSK сигнала. Учитывая периодичность гармонических функций, достаточным будет определить значения мгновенной фазы сигнала в интервале значений $[-\pi; \pi]$ (так называемая приведенная фаза). В связи с чем, выражение для определения мгновенной фазы примет вид:

$$\varphi(t) = \begin{cases} \phi(t) & \text{при } -\pi \leq \phi(t) \leq \pi, \\ \phi(t) - 2\pi & \text{при } \phi(t) > \pi, \\ \phi(t) + 2\pi & \text{при } \phi(t) < -\pi. \end{cases} \quad (1.24)$$

При цифровой реализации интегратора следует осуществить переход от непрерывной мгновенной фазы к ее дискретным отсчетам в соответствии с выражением:

$$\varphi_n = \frac{\pi}{2 \cdot n \nu \cdot T_d} \sum_{n=0}^{N_{max}-1} y_n \cdot T_d. \quad (1.25)$$

Алгоритм вычисления дискретного отсчета приведенной фазы по аналогии с (1.24) может быть представлен в виде:

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi_{n-1} + \Delta 1_n & \text{при } -\pi \leq \varphi_{n-1} + \Delta 1_n \leq \pi, \\ \varphi_{n-1} + \Delta 1_n - 2\pi & \text{при } \varphi_{n-1} + \Delta 1_n > \pi, \\ \varphi_{n-1} + \Delta 1_n + 2\pi & \text{при } \varphi_{n-1} + \Delta 1_n < -\pi. \end{cases} \quad (1.26)$$

Для программной реализации цифрового интегратора рекомендуется выполнить процедуры:

1) задать шаг дискретизации как

$$\Delta 1_n := \frac{\pi}{2} \cdot \frac{sg_n}{nv}$$

2) для вычисления дискретного сигнала на выходе цифрового интегратора организовать цикл:

```

φ3 := φ3_0 ← 0
for n ∈ 1..last(sg)
    φ3_n ← φ3_{n-1} + Δ1_n
    φ3_n ← φ3_{n-1} + Δ1_n - 2 · π   if φ3_{n-1} + Δ1_n > π
    φ3_n ← φ3_{n-1} + Δ1_n + 2 · π   if φ3_{n-1} + Δ1_n < -π
φ3
    
```

Далее рекомендуется построить в одной координатной системе временные зависимости дискретных сигналов на входе и выходе цифрового интегратора, сделать выводы по полученным результатам.

1.1.4. Синтез функциональных преобразователей, повышающих преобразователей частоты, сумматора

Низкочастотные квадратурные компоненты на выходах функциональных преобразователей в дискретном представлении задаются выражениями вида:

$$Q_n = \cos(\varphi_n); I_n = \sin(\varphi_n). \quad (1.27)$$

Программная реализация функциональных преобразователей сводится к выполнению процедуры:

$$Q_n := \cos(\phi 3_n)$$

$$I_n := \sin(\phi 3_n)$$

Теперь следует получить комплексные спектры низкочастотных квадратурных составляющих, применяя быстрое преобразование Фурье:

$$WC := FFT(Q) \quad WS := FFT(I)$$

построить временные реализации и амплитудные спектры данных сигналов, а также произвести анализ полученных результатов.

Для корректной работы модели формирователя несущая частота дискретного GMSK сигнала должна быть выбрана в соответствии с

$$\text{соотношением: } F_0 = \frac{F_d}{4}.$$

В программном коде циклическая и угловая частоты высокочастотного несущего колебания задаются следующим образом:

$$F_0 = \frac{Fd}{4} \quad \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot F_0$$

Дискретный сигнал на выходе опорного генератора должен быть определен как:

$$C_{0n} = \cos(\omega_0 n T_d), \quad (1.28)$$

а программно реализован в виде:

$$C_{0n} := \cos\left(\omega_0 \cdot \left(n \cdot \frac{T_c}{n_v}\right)\right)$$

Дискретный сигнал на выходе фазовращателя задается как:

$$S_{0n} = \sin(\omega_0 n T_d), \quad (1.29)$$

а программно реализуется в виде:

$$S_{0n} := \sin\left(\omega_0 \cdot \left(n \cdot \frac{T_c}{n_v}\right)\right)$$

На выходе повышающих преобразователей частоты дискретные сигналы следует записать в виде:

$$C_{1n} = Q_n C_{0n}; \quad S_{1n} = I_n S_{0n}, \quad (1.30)$$

а программно реализовать процедурами:

$$C_{1n} := Q_n \cdot C_{0n}$$

$$S_{1n} := I_n \cdot S_{0n}$$

Наконец, на выходе сумматора дискретный GMSK сигнал будет определен в соответствии с выражением:

$$Y_n = C_{1n} - S_{1n}. \quad (1.31)$$

Программная реализация сигнала на выходе с сумматора приведена ниже:

$$Y_n := C1_n - S1_n$$

На завершающем этапе выполнения данного раздела КР требуется получить комплексный спектр сформированного дискретного GMSK сигнала, выполнив процедуру:

$$W_Y := FFT(Y)$$

Далее нужно построить амплитудный спектр и провести анализ полученного результата, ориентировочно оценив ширину амплитудного спектра и сравнив ее с теоретически известным значением.

2. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма демодуляции GMSK сигнала»

В курсовой работе к реализации предлагаются четыре схемотехнических решения демодуляторов GMSK сигнала: универсальный квадратурный демодулятор и три беспороговых демодуляторов, обладающих повышенной помехоустойчивостью приема в области ОСШ.

Выполнение данного раздела КР рекомендуется начать с изучения структурных схем и принципов функционирования реализуемых устройств.

2.1. Автокорреляционный демодулятор

Автокорреляционный демодулятор представлен структурной схемой, приведенной на рис. 2.1 [2].

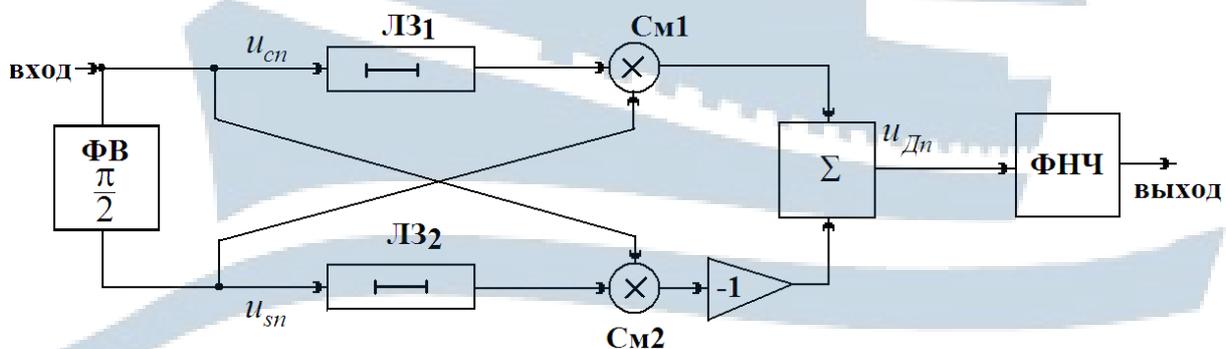


Рис. 2.1. Структурная схема автокорреляционного демодулятора

Автокорреляционный демодулятор состоит из фазовращателя, двух линий задержки, двух перемножителей, инвертора, сумматора и ФНЧ. Данное устройство функционирует следующим образом: на вход фазовращателя подается дискретный GMSK сигнал, на его выходе формируется сигнал, сопряженный по Гильберту исходному. Далее исходный GMSK сигнал поступает в верхнюю ветвь схемы, а сопряженный ему по Гильберту сигнал – в нижнюю ветвь, состоящие из линий задержки ЛЗ₁, ЛЗ₂ и перемножителей См1 и См2.

Каждая из линий задержки задерживает проходящий через нее сигнал на время, равное длительности одной посылки, после чего задержанный дискретный сигнал поступает на первый вход перемножителя, на второй вход которого подается не задержанный во времени сопряженный дискретный сигнал. В нижней ветви выходной сигнал со второго перемножителя подвергается инвертированию, а затем оба выходных сигнала подаются на сумматор и далее на ФНЧ для получения демодулированного информационного сигнала.

Описанный алгоритм детектирования может быть проиллюстрирован следующими соотношениями:

1) Дискретные сигналы на входах линий задержки:

$$u_{cn} = \cos(\omega_0 n T_d + \varphi_n); \quad u_{sn} = \sin(\omega_0 n T_d + \varphi_n). \quad (2.1)$$

2) Дискретные сигналы на выходах перемножителей:

$$u1_n = u_{sn} u_{cn-nv}; \quad u2_n = u_{cn} u_{sn-nv}. \quad (2.2)$$

3) Сигнал на выходе сумматора с учётом инверсии в нижней ветви:

$$u_{дн} = \sin(\omega_0 \cdot nv \cdot T_d + \varphi_n - \varphi_{n-nv}). \quad (2.3)$$

Модельную реализацию работы фазовращателя рекомендуется свести к выполнению следующих процедур:

– записи комплексной передаточной функции фазовращателя:

$$j := 0..last(W_Y)$$

$$K4_j := -1i$$

– вычислению комплексного спектра сигнала, сопряженного по Гильберту (сигнала на выходе фазовращателя):

$$W1_Y_j := W_Y_j \cdot K4_j$$

– получению временной реализации сигнала, сопряженного по Гильберту, с применением обратного преобразования Фурье:

$$Y_s := IFFT(W1_Y)$$

Для получения сигнала на выходе соответствующей линии задержки следует сместить выходной сигнал относительно входного на время, равное длительности одной посылки, т. е. на nv временных интервалов дискретизации:

$$n := nv..last(Y)$$

$$Y_{sz_{n-nv}} := Y_n$$

Аналогично описанной процедуре требуется сформировать выходной сигнал со второй линии задержки $Y_{sz_{n-nv}}$.

На следующем этапе требуется сформировать дискретные сигналы на выходах перемножителей, инвертора и сумматора, выполнив процедуры:

$$n := 0..last(Y) - nv$$

$$Yp1_n := Y_n \cdot Y_{sz_n}$$

$$Yp2_n := Y_{s_n} \cdot Y_{cz_n}$$

$$Y\Sigma_n := Yp1_n - Yp2_n$$

Далее необходимо реализовать прохождение дискретного сигнала через идеальный ФНЧ, настроенный на третью гармонику манипулирующего сигнала. Для этого следует вычислить комплексный спектр сигнала на выходе сумматора, задать в дискретном виде комплексную передаточную функцию ФНЧ и, применив спектральный метод анализа, получить комплексный спектр сигнала на выходе ФНЧ. Поскольку при формировании задержанных сигналов количество временных отсчетов было уменьшено по сравнению с исходным на nv , перед процедурой прямого преобразования Фурье рекомендуется ввести дополнительно nv дискретных отсчетов с нулевыми значениями для корректного вычисления комплексного спектра:

$$n := last(Y) - nv..last(Y)$$

$$Y\Sigma_n := 0$$

$$W2_Y := FFT(Y\Sigma)$$

Для задания в дискретном виде комплексной передаточной функции ФНЧ, создайте процедуру вида:

$$j := 0..last(W2_Y)$$

$$K5_j := \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T} \leq 3.1 \cdot Fm \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Определите комплексный спектр сигнала на выходе сумматора:

$$W3_Y_j := W2_Y_j \cdot K5_j$$

$$Y_d := IFFT(W3_Y)$$

Для контроля процесса детектирования рекомендуется построить временные реализации протемодулированного и испытательного дискретных сигналов и сравнить их друг с другом.

После проведенной верификации построенной модели автокорреляционного демодулятора сделать выводы о качестве его функционирования в отсутствии шумов.

2.2. Беспороговый демодулятор 1 типа

Беспороговый демодулятор 1 типа представлен структурной схемой, приведенной на рис. 2.2 [3].

Принцип работы беспорогового демодулятора GMSK сигналов состоит в разделении входного сигнала на синфазную (блок 1) и квадратурную (блок 2) составляющие путем смешивания сигнала с опорными сигналами (блоки генератор (Γ) и фазовращатель $\frac{\pi}{2}$), сдвинутыми относительно друг друга по фазе на $\frac{\pi}{2}$ и выделения низкочастотных квадратурных составляющих с помощью ФНЧ, входящих в блоки 1 и 2; дифференцировании синфазной и квадратурной составляющих; перемножении крест накрест синфазной и продифференцированной квадратурной составляющих и перемножении квадратурной составляющей с продифференцированной синфазной составляющей; вычислении разности напряжений с выходов перемножителей и последующей фильтрации разностного напряжения в конечном ФНЧ.

Беспороговый демодулятор должен обладать повышенной помехоустойчивостью в области малых ОСШ, поэтому рассмотрим

его принцип действия для случая воздействия на его вход аддитивной смеси полезного GMSK сигнала и узкополосного шума, которая является выходным сигналом с тракта промежуточной частоты (ПЧ) радиоприемника.

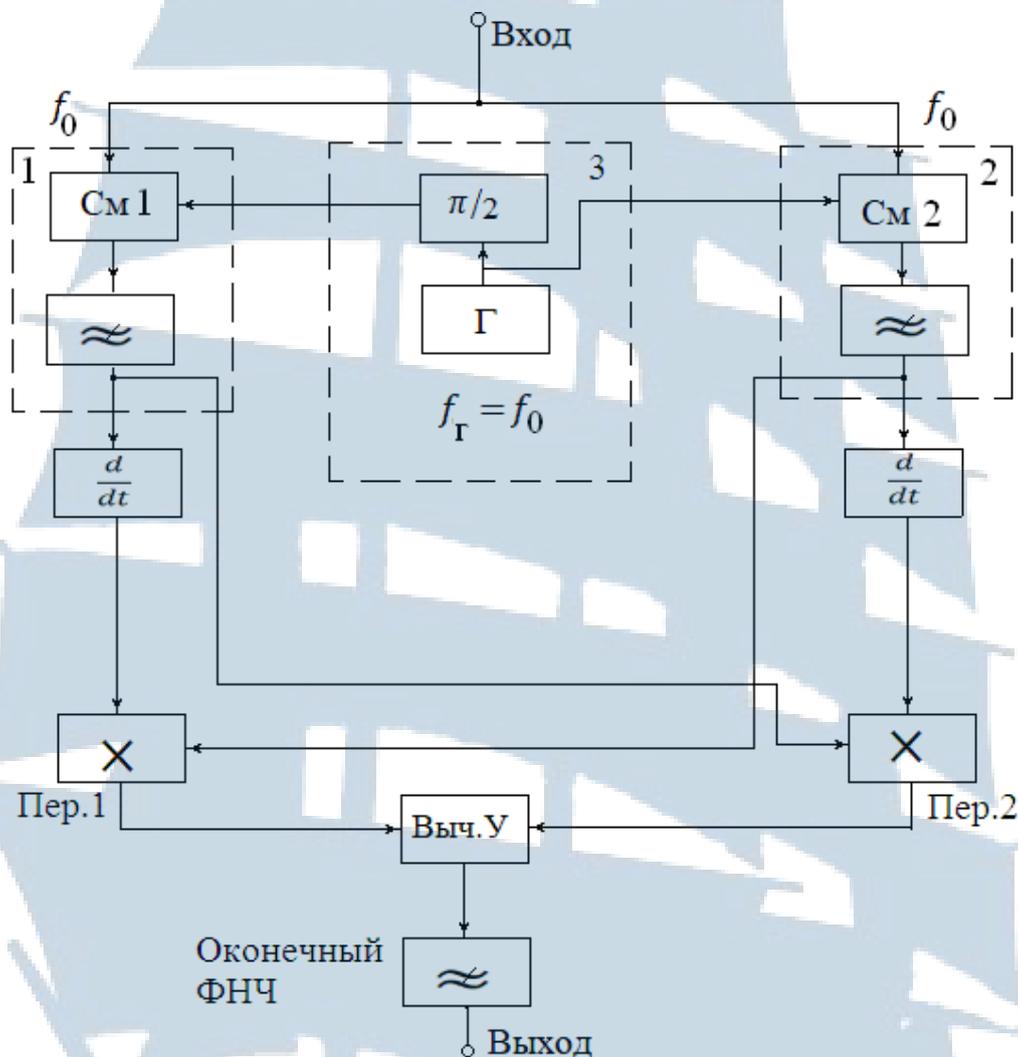


Рис. 2.2. Структурная схема беспорогового демодулятора 1 типа

Входной сигнал как результирующее колебание полезного GMSK сигнала и узкополосного шума на входе демодулятора можно описать в соответствии с квазигармоническим представлением узкополосных случайных процессов следующим выражением:

$$u_{\text{вх}}(t) = A_m \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + E(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{ш}}(t)], \quad (2.4)$$

где $E(t)$ и $\varphi_{\text{ш}}(t)$ – случайные процессы: огибающая и фаза узкополосного шума; $\varphi(t) = \pm \omega_{\text{д}} \cdot t = \pm m \cdot 2\pi \cdot F_b \cdot t$ – изменение фазы сигнала на интервале времени, равном длительности одной информационной посылки T . При приеме GMSK сигналов с минимальным частотным

сдвигом и параметрами манипуляции $m = 0.5$ и $\Omega_m = \frac{\pi}{T}$ за время длительности посылки T фаза GMSK сигнала получает приращение на $\pm \frac{\pi}{2}$ рад.

Блоком формирования опорных сигналов формируются два гармонических колебания с частотой, равной частоте несущей GMSK сигнала ω_0 , и сдвинутых по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$:

$$u_{\text{оп1}}(t) = U_m \cos \omega_0 t; \quad u_{\text{оп2}}(t) = -U_m \sin \omega_0 t. \quad (2.5)$$

На выходе блоков формирования синфазной (блок 1) и квадратурной (блок 2) составляющих, после смешивания входного сигнала с опорными сигналами и фильтрации составляющих с удвоенной частотой $2\omega_0$, имеют место низкочастотные напряжения синфазной и квадратурной составляющих вида:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{A_m U_m}{2} \cdot \cos \varphi(t) + \frac{U_m E_c(t)}{2}; \\ u_{\text{кв}}(t) &= \frac{A_m U_m}{2} \sin \varphi(t) + \frac{U_m E_s(t)}{2}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $E_c(t) = E(t) \cdot \cos \varphi_{\text{ш}}(t)$, $E_s(t) = E(t) \cdot \sin \varphi_{\text{ш}}(t)$ – квадратурные составляющие узкополосного шума; $E(t)$ и $\varphi_{\text{ш}}(t)$ – медленно меняющиеся во времени огибающая и фаза узкополосного шума.

На выходе дифференцирующих устройств $\left(\frac{d}{dt}\right)$ напряжения можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \dot{u}_c(t) &= -\frac{A_m U_m}{2} \cdot \dot{\varphi} \cdot \sin \varphi(t) + \frac{U_m}{2} \dot{E}_c(t); \\ \dot{u}_{\text{кв}}(t) &= \frac{A U_m}{2} \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos \varphi(t) + \frac{U_m}{2} \cdot \dot{E}_s(t), \end{aligned} \quad (2.7)$$

где $\dot{\varphi} = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \pm \omega_{\text{д}}$, $\dot{E}_c(t) = \frac{dE_c(t)}{dt}$, $\dot{E}_s(t) = \frac{dE_s(t)}{dt}$.

На выходе первого и второго перемножителей (Пер.1 и Пер.2) на рис 2.2 напряжения будут соответственно определены выражениями:

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= u_{\text{кв}}(t) \cdot \dot{u}_c(t) = -\frac{A_m^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi} \sin^2 \varphi(t) - \frac{A_m U_m^2}{4} E_s(t) \dot{\varphi} \sin \varphi(t) + \\
 &+ \frac{A U_m^2}{4} \dot{E}_c(t) \sin \varphi(t) + \frac{U_m^2}{4} E_s(t) \dot{E}_c(t); \\
 u_2(t) &= u_c(t) \cdot \dot{u}_{\text{кв}}(t) = \frac{A^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi} \cos^2 \varphi(t) + \frac{A U_m^2}{4} E_c(t) \dot{\varphi} \cos \varphi(t) + \\
 &+ \frac{A U_m^2}{4} \dot{E}_s(t) \cos \varphi(t) + \frac{U_m^2}{4} E_c(t) \dot{E}_s(t).
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

На выходе вычитающего устройства (Выч.У) получается сигнал, определяемый выражением:

$$\begin{aligned}
 u_3(t) &= u_2(t) - u_1(t) = \frac{A_m^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi} + \frac{A_m U_m^2}{4} [\dot{\varphi} E_c(t) + \dot{E}_s(t)] \cos \varphi(t) + \\
 &+ \frac{A_m U_m^2}{4} [\dot{\varphi} E_s(t) - \dot{E}_c(t)] \sin \varphi(t) + \frac{U_m^2}{4} [E_c(t) \dot{E}_s(t) - E_s(t) \dot{E}_c(t)].
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Первое слагаемое в выражении (2.9) является информационным. При передаче «единичной» и «нулевой» посылок оно принимает значение $\pm \frac{A_m^2 U_m^2 \omega_{\text{д}}}{4}$, т. е. на выходе вычитающего устройства сигнал представлен последовательностью посылок различной полярности. Остальные слагаемые выражения (2.9) определяют шумы на выходе беспорогового демодулятора GMSK сигналов.

Оконечный ФНЧ, настроенный на утроенную частоту манипуляции, отфильтровывает все компоненты спектра, частоты которых лежат выше частоты среза. Выбор частоты среза окончного ФНЧ $f_c = 3 \cdot F_b$ обусловлен необходимостью сопоставления формы протектированного и испытательного дискретных сигналов.

В ходе программной реализации беспорогового демодулятора 1 типа в среде MathCAD необходимо выполнить следующие процедуры:

1) синтезировать дискретные сигналы блока опорных колебаний в виде:

$$C0_{d_n} := \cos \left[\omega_0 \cdot \left(\frac{n \cdot T}{nv} \right) \right] \quad S0_{d_n} := -\sin \left[\omega_0 \cdot \left(\frac{n \cdot T}{nv} \right) \right]$$

2) синтезировать дискретные сигналы на выходах смесителей блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих в виде:

$$C1_{d_n} := Y_n \cdot C0_{d_n}$$

$$S1_{d_n} := Y_n \cdot S0_{d_n}$$

3) определить комплексные спектры сигналов на выходе смесителей:

$$Wc := FFT(C1_d)$$

$$Ws := FFT(S1_d)$$

$$j := 0..last(Wc)$$

и построить амплитудные спектры данных сигналов;

4) синтезировать идентичные идеальные фильтры нижних частот в блоках выделения квадратурных составляющих с АЧХ вида:

$$K4_j := \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T} \leq 3.1 \cdot Fm \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

5) определить комплексные спектры сигналов на выходах блоков формирования низкочастотных квадратурных составляющих:

$$Wc1_j := Wc_j \cdot K4_j$$

$$Ws1_j := Ws_j \cdot K4_j$$

и построить амплитудные спектры данных сигналов;

6) получить временные реализации дискретных сигналов на выходах блоков формирования низкочастотных квадратурных составляющих:

$$C2_d := IFFT(Wc1) \quad S2_d := IFFT(Ws1)$$

и построить в одной координатной системе низкочастотные квадратурные составляющие, синтезированные в блоке формирования GMSK и выделенные беспороговым демодулятором 1 типа. Для построения временных диаграмм использовать переменную

$$n := 0..last(C2_d)$$

7) синтезировать дискретные сигналы в виде производных низкочастотных квадратурных составляющих:

$$n := 0..last(C2_d) - 1 \quad \Delta 2 := \frac{T}{nv}$$

$$dC2_n := \frac{C2_d_{n+1} - C2_d_n}{\Delta 2} \quad dS2_n := \frac{S2_d_{n+1} - S2_d_n}{\Delta 2}$$

$$dC2_{last(C2_d)} := dC2_{last(C2_d)-1} \quad dS2_{last(C2_d)} := dS2_{last(C2_d)-1}$$

8) синтезировать дискретные сигналы на выходах перемножителей крест накрест квадратурных составляющих и их производных:

$$n := 0..last(C2_d)$$

$$C3_d_n := C2_d_n \cdot dS2_n$$

$$S3_d_n := S2_d_n \cdot dC2_n$$

и построить временные реализации полученных сигналов;

9) синтезировать сигнал на выходе вычитающего устройства:

$$s_d_n := C3_d_n - S3_d_n$$

и построить его временную реализацию. Получить комплексный спектр сигнала на выходе вычитающего устройства:

$$W2 := FFT(s_d)$$

и построить амплитудный спектр;

10) синтезировать оконечный идеальный ФНЧ с требуемой АЧХ:

$$j := 0..last(W2)$$

$$K5_j := \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq j \cdot \frac{nv}{N \max \cdot T} \leq 3.1 \cdot Fm \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

11) получить комплексный спектр сигнала на выходе беспорогового демодулятора:

$$W3_j := W2_j \cdot K5_j$$

12) получить и построить временную реализацию дискретного сигнала на выходе оконечного ФНЧ и сравнить ее с реализацией синтезированного испытательного сигнала:

$$sv_d := IFFT(W3)$$

После проведенной верификации построенной модели беспорогового демодулятора 1 типа сделать выводы о качестве его функционирования в отсутствии шумов.

2.3. Беспороговый демодулятор 2 типа

Беспороговый демодулятор 2 типа представлен структурной схемой, приведенной на рис. 2.3.

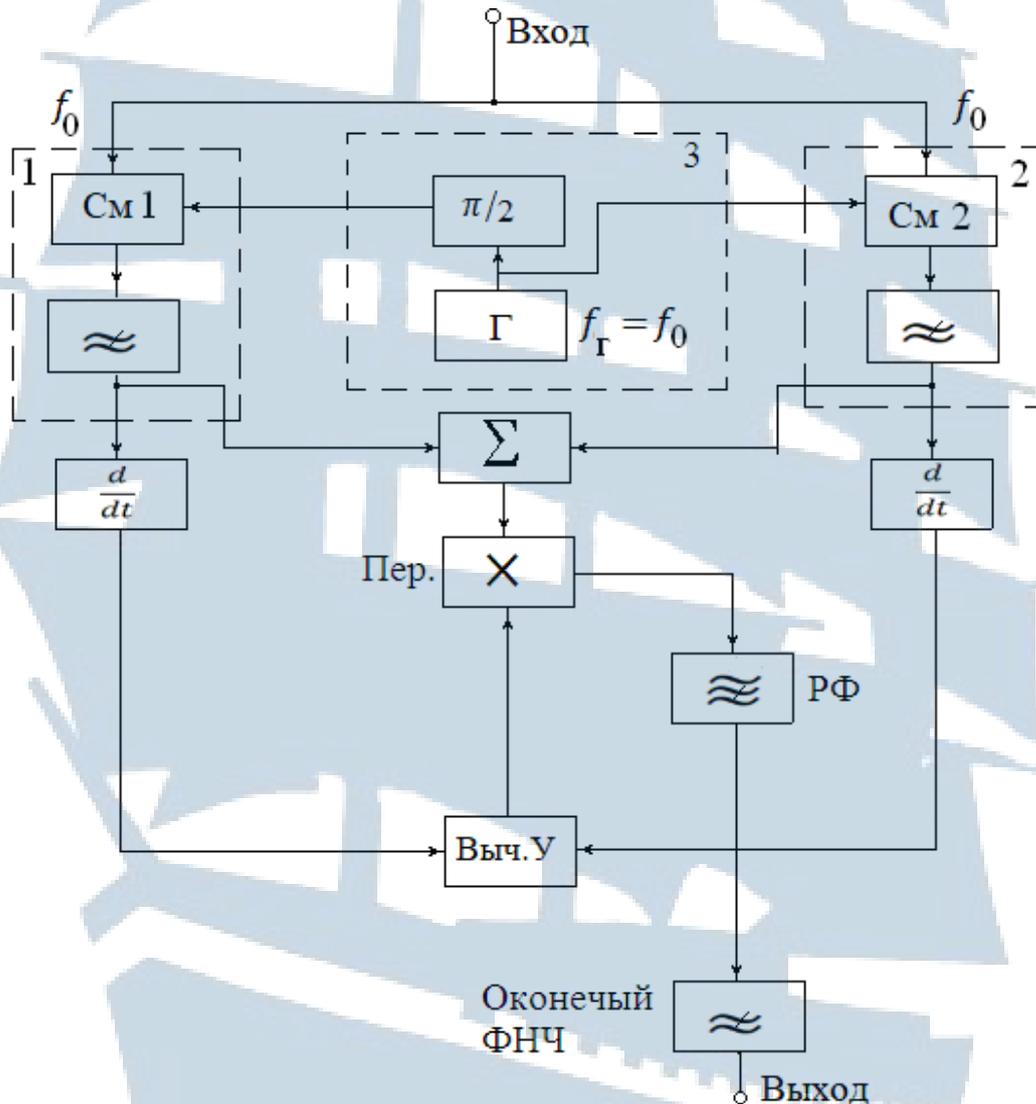


Рис. 2.3. Структурная схема беспорогового демодулятора 2 типа

Принцип работы беспорогового демодулятора 2 типа состоит в разделении входного сигнала на синфазную (блок 1) и квадратурную (блок 2) составляющие путем смешивания сигнала с опорными сигналами (блоки генератор и фазовращатель), сдвинутыми относительно

друг друга по фазе на $\frac{\pi}{2}$, и выделения низкочастотных квадратурных составляющих с помощью ФНЧ, входящих в блоки 1 и 2; дифференцировании синфазной и квадратурной составляющих; суммировании друг с другом низкочастотных квадратурных составляющих и вычитании друг из друга их производных, перемножении полученных сигналов на выходах сумматора и вычитающего устройства с последующей режекцией синусоидального колебания полутактовой частоты и окончательной фильтрацией в оконечном ФНЧ на выходе демодулятора.

Также как и беспороговый демодулятор 1 типа рассматриваемое устройство должно обладать повышенной помехоустойчивостью в области малых ОСШ.

Процесс детектирования в части выделения низкочастотных квадратурных составляющих блоками 1 и 2 с последующим взятием производных аналогичен процессу детектирования беспороговым демодулятором 1 типа и определен соотношениями (2.4 – 2.7). Но дальнейший алгоритм работы данного устройства отличается от алгоритма работы беспорогового демодулятора 1 типа.

На выходе сумматора формируется напряжение в виде:

$$u_{\Sigma}(t) = u_c + u_{\text{кв}} = \frac{A_m U_m}{\sqrt{2}} \cos \left[\varphi(t) - \frac{\pi}{4} \right] + \frac{U_m}{2} [E_c(t) + E_s(t)]. \quad (2.10)$$

Напряжение на выходе вычитающего устройства будет определено выражением:

$$u_{\text{ВУ}}(t) = \dot{u}_{\text{кв}} - \dot{u}_c = \frac{A_m U_m}{\sqrt{2}} \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos \left[\varphi(t) - \frac{\pi}{4} \right] + \frac{U_m}{2} [\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t)]. \quad (2.11)$$

В результате перемножения выходных напряжений с сумматора и вычитающего устройства на выходе перемножителя (Пер.) на рис. 2.3 имеет место напряжение вида (2.12).

Первое слагаемое в формуле (2.12) является информационным и при передаче «единичной» и «нулевой» посылок принимает противо-

положные значения $\pm \frac{A_m^2 U_m^2 \omega_d}{4}$.

Второе слагаемое в данной формуле является мешающим и представляет собой синусоидальное колебание полутактовой частоты. Данное колебание подавляется за счёт прохождения выходного с пе-

ремножителя колебания через режекторный фильтр (РФ). На выходе оконечного ФНЧ, настроенного на третью гармонику манипулирующего сигнала, имеет место продемодулированное колебание.

$$\begin{aligned}
 u_3(t) = & \frac{A_m^2 U_m^2}{4} \cdot \dot{\varphi}(t) + \frac{A_m^2 U_m^2}{4} \cdot \dot{\varphi}(t) \cdot \cos \left[2\varphi(t) - \frac{\pi}{2} \right] + \frac{A_m U_m^2}{2\sqrt{2}} \times \\
 & \times \left\{ \left[\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t) \right] + \dot{\varphi}(t) \left[E_s(t) + E_c(t) \right] \right\} \cdot \cos \left[\varphi(t) - \frac{\pi}{4} \right] + \quad (2.12) \\
 & + \frac{U_m^2}{4} \left[E_s(t) + E_c(t) \right] \left[\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t) \right].
 \end{aligned}$$

В ходе программной реализации беспорогового демодулятора 2 типа в среде MathCAD необходимо выполнить пункты алгоритма детектирования с 1-го по 7-й п. 2.2, после чего получить сигналы на выходах сумматора и вычитающего устройства и построить их временные реализации:

$$\begin{aligned}
 n := & 0..last(C2_d) \\
 S\Sigma_d_n := & C2_d_n + S2_d_n \quad Sv_d_n := dC2_n - dS2_n
 \end{aligned}$$

Сигнал на выходе перемножителя реализуется программно в виде:

$$S_d_n := S\Sigma_d_n \cdot Sv_d_n$$

Для осуществления режекции сигнала полутактовой частоты рекомендуется получить комплексный спектр сигнала на выходе перемножителя, синтезировать идеальный режекторный фильтр, настроенный на полутактовую частоту, а затем определить комплексный спектр сигнала на выходе фильтра. С этой целью требуется записать фрагмент программного кода в виде:

$$\begin{aligned}
 W_d := & FFT(S_d) \quad j := 0..last(W_d) \\
 K_d_j := & \begin{cases} 0 & \text{if } 1.95 \cdot 0.5 \cdot Fm \leq j \cdot \frac{nv}{Nmax \cdot T} \leq 2.05 \cdot 0.5 \cdot Fm \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \\
 W1_d_j := & W_d_j \cdot K_d_j
 \end{aligned}$$

На последнем этапе синтеза демодулятора необходимо пропустить дискретный сигнал через оконечный ФНЧ с идеальной АЧХ, получить комплексный спектр выходного сигнала и, применив обрат-

ное преобразование Фурье, выйти на временную реализацию демодулированного сигнала. В программном виде этап может быть реализован так:

$$K1_{d_j} := \begin{cases} 1 & \text{if } j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T} \leq 3.1 \cdot Fm \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$W2_{d_j} := W1_{d_j} \cdot K1_{d_j}$$

$$Svix_d := IFFT(W2_d)$$

В процессе верификации модели беспорогового демодулятора 2 типа следует построить временные реализации и амплитудные спектры дискретных сигналов на выходе каждого блока демодулятора, а также сделать выводы по полученным результатам.

2.4. Беспороговый демодулятор 3 типа

Беспороговый демодулятор 3 типа представлен структурной схемой, приведенной на рис. 2.4.

Принцип работы беспорогового демодулятора 3 типа состоит в разделении входного сигнала на синфазную (блок 1) и квадратурную (блок 2) составляющие путем смешивания сигнала с опорными сигналами (блоки генератор и фазовращатель), сдвинутыми относительно друг друга по фазе на $\frac{\pi}{2}$ и выделения низкочастотных квадратурных составляющих с помощью ФНЧ, входящих в блоки 1 и 2; делении квадратурной составляющей на синфазную составляющую; ограничения мгновенных значений сигнала на выходе делителя и его последующего дифференцирования; возведения в квадрат синфазной составляющей с ее последующим перемножением с сигналом на выходе устройства дифференцирования; прохождения полученного с перемножителя колебания через оконечный ФНЧ.

Блоком формирования опорных сигналов формируются гармонические колебания с частотой равной частоте несущей GMSK сигнала ω_0 и сдвинутые друг относительно друга по фазе на $\frac{\pi}{2}$ вида (2.5).

На выходах блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих, после смешивания входного сигнала с опорными сиг-

налами и фильтрации составляющих с удвоенной частотой $2\omega_0$, имеют место низкочастотные напряжения синфазной и квадратурной составляющих аддитивной смеси, определенные выражениями (2.6).

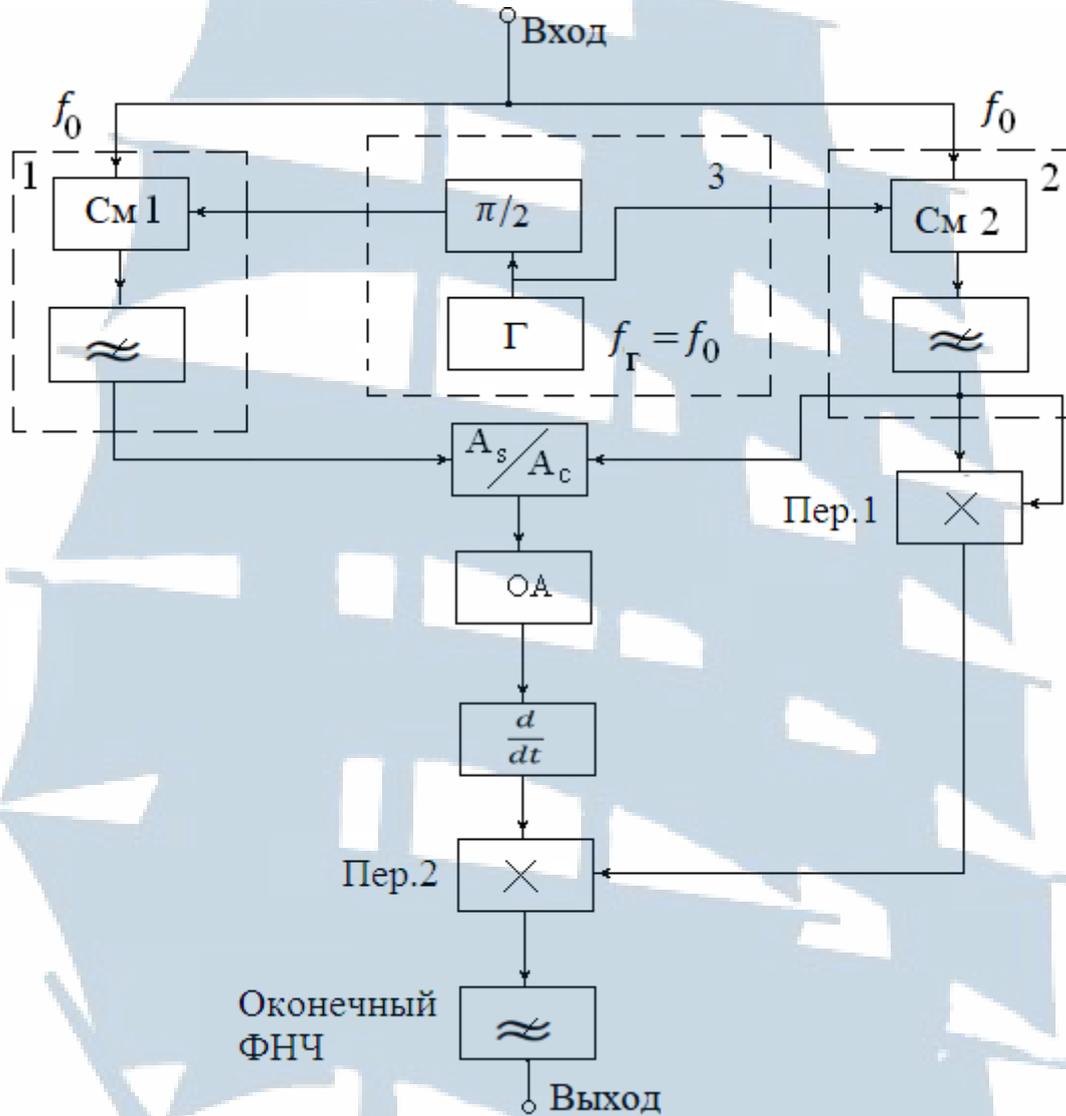


Рис. 2.4. Структурная схема беспорогового демодулятора 3 типа

На выходе делителя квадратурных составляющих аддитивной смеси, напряжение можно записать в виде:

$$u_{\text{дел}}(t) = \frac{u_{\text{кв}}(t)}{u_c(t)} = \frac{A_m \sin \varphi(t) + E_s(t)}{A_m \cos \varphi(t) + E_c(t)}. \quad (2.13)$$

Ограничитель амплитуды ограничивает мгновенные значения напряжения, определенного выражением (2.13) до величины порогового напряжения с целью исключения ситуации, в которой синфазная составляющая в отдельные моменты времени может быть близка или

равна нулю, в то время как квадратурная составляющая отлична от нуля. Тогда их отношение становится бесконечно большой величиной, что приводит к ошибкам детектирования.

После ограничения и прохождения через дифференцирующее устройство формируется сигнал вида:

$$u_{\text{диф}}(t) = \left\{ A_m^2 \dot{\varphi} + A_m (E_c \dot{\varphi} + \dot{E}_s) \cos \varphi(t) + A_m \times \right. \\ \left. \times (E_s \dot{\varphi} - \dot{E}_c) \sin \varphi(t) + \dot{E}_s E_c - \dot{E}_c E_s \right\} / (A_m \cos \varphi(t) + E_c)^2. \quad (2.14)$$

На выходе перемножителя 1 (Пер.1) на рис. 2.4 имеет место напряжение вида:

$$u_1(t) = A_m^2 \cos^2 \varphi(t) + 2A_m E_c \cos \varphi(t) + E_c^2. \quad (2.15)$$

При перемножении сигналов $u_{\text{диф}}(t)$ и $u_1(t)$ на выходе перемножителя 2 (Пер.2) на рис. 2.4 получим напряжение вида:

$$u_2(t) = A_m^2 \dot{\varphi} + A_m (E_c \dot{\varphi} + \dot{E}_s) \cos \varphi(t) + A_m (E_s \dot{\varphi} - \dot{E}_c) \times \\ \times \sin \varphi(t) + [\dot{E}_s E_c - \dot{E}_c E_s]. \quad (2.16)$$

Первое слагаемое в напряжении $u_2(t)$ является информационным. При передаче «единичной» и «нулевой» посылок оно принимает значение $\pm A_m^2 \omega_d$. Остальные слагаемые в выражении $u_2(t)$ определяют шумы на выходе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов.

Далее сигнал проходит через оконечный ФНЧ, настроенный на третью гармонику модулирующего сигнала, на выходе которого имеет место продетектированный сигнал.

Программную реализацию беспорогового демодулятора 3 типа рекомендуется выполнить следующим образом:

1. Формирование низкочастотных квадратурных колебаний на выходах блоков 1 и 2 осуществить аналогично, изложенному выше в пп. 1-6 для демодулятора 1 типа.

2. Синтезировать сигнал на выходе делителя и ограничителя амплитуды, выполнив процедуру:

$$S_d_n := \begin{cases} \frac{S2_d_n}{C2_d_n} & \text{if } \left| \frac{S2_d_n}{C2_d_n} \right| \leq 4.5 \\ \left(4.5 \cdot \text{sign} \left(\frac{S2_d_n}{C2_d_n} \right) \right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

3. Синтезировать сигнал на выходе перемножителя 1:

$$S1_d_n := (C2_d_n)^2$$

4. Синтезировать сигнал на выходе дифференцирующего устройства:

$$n := 0..last(S_d) - 1$$

$$\Delta 2 := \frac{T}{nv}$$

$$dS_d_n := \frac{S_d_{n+1} - S_d_n}{\Delta 2}$$

$$dS_d_{last(S_d)} := dS_d_{last(S_d)-1}$$

5. Синтезировать сигнал на выходе перемножителя 2:

$$S2_d_n := dS_d_n \cdot S1_d_n$$

6. Определить комплексный спектр сигнала на выходе перемножителя 2:

$$W_d := FFT(S2_d)$$

$$j := 0..last(W_d)$$

7. Записать коэффициент передачи по напряжению оконечного ФНЧ:

$$K_d_j := \begin{cases} 1 & \text{if } j \cdot \frac{nv}{N_{max} \cdot T} \leq 3.1 \cdot F_m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

8. Определить комплексный спектр и рассчитать временную реализацию демодулированного сигнала:

$$W1_d_j := W_d_j \cdot K_d_j$$

$$S3_d := IFFT(W1_d)$$

В процессе верификации модели беспорогового демодулятора 3 типа следует построить временные реализации и амплитудные спектры дискретных сигналов на выходе каждого блока демодулятора, сделать выводы по полученным в процессе моделирования результатам.

3. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация моделей аддитивного и мультипликативного компонентов шума в радиоканале передачи дискретной информации»

Шумовая обстановка в цифровом канале сотовой связи в модельной реализации должна быть представлена двумя компонентами шума: аддитивным и мультипликативным.

Известно, что аддитивный компонент шума создается источниками, независимыми от источника полезного GMSK сигнала и друг от друга. Воздействие данного компонента на принимаемый сигнал в эффективной полосе передачи при уменьшении отношения сигнал/шум приводит к увеличению коэффициента битовой ошибки, а значит, к ухудшению помехоустойчивости приема и качества функционирования канала передачи информации. Модель такого канала определена как канал с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). При этом аддитивный компонент представляет собой широкополосный случайный процесс с нормальным законом распределения, нулевым математическим ожиданием, бесконечной дисперсией и равномерным распределением энергии во всей занимаемой полосе частот. Поскольку при выполнении КР не предусмотрено моделирование тех составляющих линейного тракта канала передачи, которые предназначены для формирования линейного сигнала, согласованного со средой распространения, а также манипуляций над ним на приемной стороне (фильтрация, усиление, преобразование частоты), то модель аддитивного компонента шума должна быть реализована в конечном варианте в виде узкополосного гауссова случайного процесса, наблюдаемого на выходе тракта промежуточной частоты (на входе демодулятора).

Второй причиной ухудшения качества функционирования цифрового канала является наличие многолучевости, когда происходит интерференция сигнала, прибывающего в точку приема по наикрат-

чайшему пути распространения, с его копиями, возникающими за счёт переотражения от различного рода препятствий, рассеивателей и т. п. и прибывающих по иным путям в рассматриваемую точку. Кроме того, информационные параметры таких сигналов изменяются случайным образом из-за случайных изменений комплексной передаточной функции канала во времени, вызванных изменением условий распространения радиоволн. Тогда в указанных обстоятельствах возникают медленные и быстрые замирания сигнала, приводящие к увеличению коэффициента битовых ошибок. Для учёта данных физических процессов вводят понятие *мультипликативной помехи (мультипликативного компонента шума)*, которую представляют узкополосным случайным процессом с огибающей, распределённой по Релею и равномерно распределённой фазой в интервале значений $[-\pi; \pi]$. При этом продукт взаимодействия полезного сигнала с мультипликативным компонентом шума в математической модели представлен как результат их произведения.

Таким образом, в рамках КР необходимо сформировать модели двух шумовых компонентов при условии статистической независимости их значений друг относительно друга с учётом перечисленных требований к их характеристикам.

В ходе выполнения данного этапа КР рекомендуется придерживаться следующего порядка:

1. Осуществить ввод числа генерируемых отсчетов случайной величины $N0 := 2^{16}$, соответствующего числу отсчётов дискретного модельного GMSK сигнала.

2. Сформировать две статистически независимые выборки отсчётов случайной величины (СВ) с равномерным законом распределения, значения которой лежат в пределах от 0 до 1. С этой целью необходимо выполнение таких процедур как:

а) задание разрядности целых двоичных чисел $m1$:

$$m1 := 2^{\text{round}(\log(N0, 2))}$$

б) формирование целого положительного нечетного числа « a » в соответствии с наложенными условиями по линейному конгруэнтному методу:

$$a1 := \text{floor}(0.01 \cdot m1) \quad a2 := \text{ceil}(m1 - \sqrt{m1})$$

$$a := \begin{cases} \text{for } i \in a1..a2 \\ a \leftarrow i \text{ if } \text{mod}(i,8) = 5 \\ a \end{cases}$$

в) проверка числа «*a*» на соответствие наложенным условиям:

$$a \text{ float},5 \rightarrow 65277 \quad \text{mod}(a,8) = 5$$

г) формирование целого положительного нечетного числа «*C4*» в соответствии с наложенными условиями по линейному конгруэнтному методу:

$$C4 := \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{6}$$

$$C4 := \begin{cases} \text{round}(C4 \cdot m1) \text{ if } \frac{\text{round}(C4 \cdot m1)}{2} - \text{trunc}\left(\frac{\text{round}(C4 \cdot m1)}{2}\right) \neq 0 \\ (\text{round}(C4 \cdot m1) + 1) \text{ otherwise} \end{cases}$$

д) проверка числа «*C4*» на соответствие наложенным условиям:

$$\frac{\text{round}(C4 \cdot m1)}{2} \text{ float},5 \rightarrow 6924.5 \quad \text{trunc}\left(\frac{\text{round}(C4 \cdot m1)}{2}\right) \rightarrow 6924$$

$$C4 \text{ float},5 \rightarrow 13849.0$$

е) формирование двух модельных выборок отсчетов аддитивного и мультипликативного компонентов шума в соответствии с рекуррентным соотношением по линейному конгруэнтному методу:

– для аддитивного компонента шума:

$$Xadd := \begin{cases} Xadd_0 \leftarrow \text{runif}(1,0,1)_0 \\ \text{for } i \in 1..N0-1 \\ Xadd_i \leftarrow \text{mod}(a \cdot Xadd_{i-1} + C4, m1) \\ \text{for } i \in 0..N0-1 \\ Xadd_i \leftarrow \frac{Xadd_i}{m1} \\ Xadd \end{cases}$$

– для мультипликативного компонента шума:

$$\begin{array}{l} X_m := \left| \begin{array}{l} X_{m_0} \leftarrow \text{runif}(1,0,1)_0 \\ \text{for } i \in 1..N_0-1 \\ \quad X_{m_i} \leftarrow \text{mod}(a \cdot X_{m_{i-1}} + C_4, m_1) \\ \text{for } i \in 0..N_0-1 \\ \quad X_{m_i} \leftarrow \frac{X_{m_i}}{m_1} \end{array} \right. \\ X_m \end{array}$$

3. Сформировать широкополосный гауссов шум с ограниченным спектром. С этой целью выполнить такие процедуры как:

а) формирование двух массивов номеров отсчётов случайной величины размерностью N_0 каждый для:

– аддитивного компонента шума:

$$\begin{array}{l} n_1 := \text{round}[\text{runif}(N_0,0,1) \cdot (N_0-1)] \\ n_2 := \text{round}[\text{runif}(N_0,0,1) \cdot (N_0-1)] \end{array}$$

– мультипликативного компонента шума:

$$\begin{array}{l} n_3 := \text{round}[\text{runif}(N_0,0,1) \cdot (N_0-1)] \\ n_4 := \text{round}[\text{runif}(N_0,0,1) \cdot (N_0-1)] \end{array}$$

б) формирование двух выборок значений СВ из каждой модельной выборки X_{add} и X_m :

– для аддитивного компонента шума:

$$\begin{array}{l} i := 0..N_0-1 \\ x_{1_i} := X_{add}_{n_{1_i}} \quad x_{2_i} := X_{add}_{n_{2_i}} \end{array}$$

– для мультипликативного компонента шума:

$$x_{3_i} := X_{m_{n_{3_i}}} \quad x_{4_i} := X_{m_{n_{4_i}}}$$

в) формирование широкополосного модельного гауссова процесса из данных выборок по известному алгоритму преобразования Бокса-Мюллера:

- для аддитивного компонента шума:

$$y_{add_i} := \sqrt{-2 \cdot \ln(x_{1_i} + 10^{-20})} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot x_{2_i})$$

- для мультипликативного компонента шума:

$$y_{m_i} := \sqrt{-2 \cdot \ln(x_{3_i} + 10^{-20})} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot x_{4_i})$$

4. Сформировать модельный узкополосный гауссов шум. С этой целью выполняются следующие процедуры:

а) задание времени дискретизации, соответствующего времени дискретизации в информационном сигнале:

$$\Delta := \frac{T}{nV}$$

б) расчет комплексных спектров модельных широкополосных гауссовых шумов:

$$Y_{add} := FFT(y_{add})$$

$$Y_m := FFT(y_m)$$

в) задание параметров модели фильтра промежуточной частоты:

– полуширины полосы пропускания фильтра $\alpha := 2 \cdot \pi \cdot \frac{0.92}{2 \cdot T}$
рад/с;

– группового времени задержки $t_0 := \frac{\pi}{4 \cdot \alpha}$, с;

– типа фильтра (1 – идеальный, 2 – гауссов) $N_0 := 2$;

– максимального значения АЧХ фильтра $A_2 := 1$;

г) запись комплексного коэффициента передачи:

– для идеального полосового фильтра:

$$j := 0..last(Y_{add})$$

$$T_{-1}(j) := \begin{cases} A_2 \cdot e^{-i \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot j}{\Delta \cdot N_0} - \omega_0 \right) \cdot t_0} & \text{if } \left| \frac{2 \cdot \pi \cdot j}{\Delta \cdot N_0} - \omega_0 \right| \leq \alpha \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

– для гауссова полосового фильтра:

$$T_2(j) := A_2 \cdot e^{-\frac{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot j}{\Delta \cdot N_0} - \omega_0\right)^2}{2 \cdot \alpha^2 \ln(2)}}$$

– выбор типа фильтра:

$$T_0(j) := \begin{cases} T_1(j) & \text{if } N_0 = 1 \\ T_2(j) & \text{if } N_0 = 2 \end{cases}$$

д) расчет комплексного спектра узкополосного шума на выходе полосового фильтра (фильтра ПЧ):

$$T_{0j} := T_0(j)$$

$$Y_{add_1j} := Y_{addj} \cdot T_{0j}$$

$$Y_{m_1j} := Y_{mj} \cdot T_{0j}$$

е) расчет временных реализаций узкополосных СП с применением процедуры обратного преобразования Фурье:

$$y_{add_1} := IFFT(Y_{add_1})$$

$$y_{m_1} := IFFT(Y_{m_1})$$

ж) вычисление числовых характеристик: математического ожидания, дисперсии и СКО сформированных узкополосных процессов:

$$y_{add_1cp} := mean(y_{add_1})$$

$$y_{m_1cp} := mean(y_{m_1})$$

$$d_{add_1} := var(y_{add_1})$$

$$d_{m_1} := var(y_{m_1})$$

$$\sigma_{add_1} := \sqrt{d_{add_1}}$$

$$\sigma_{m_1} := \sqrt{d_{m_1}}$$

5. Произвести нормировку аддитивного узкополосного шума с целью получения для него единичной величины дисперсии:

$$i := 0..last(y_{add_1})$$

$$y_{add_ni} := \frac{y_{add_1i}}{\sigma_{add_1}}$$

6. Задать ОСШ в цифровом канале сотовой связи в дБ и записать расчетное выражение регулируемой дисперсии аддитивного компонента шума, выполнив процедуры:

$$\rho_{dB} := 2$$

$$\rho := 10^{\frac{\rho_{dB}}{10}}$$

$$\sigma_{add_2} := \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \rho}}$$

7. Сформировать аддитивный компонент шума с регулируемой величиной дисперсии следующим образом:

$$y_{add_2i} := y_{add_ni} \cdot \sigma_{add_2}$$

Выполнение пп. 6 и 7 необходимо для того, чтобы, при проведении в дальнейшем модельных исследований коэффициента битовой ошибки, производить изменение величины дисперсии аддитивного компонента шума, при постоянстве энергии полезного GMSK сигнала в зависимости от величины ОСШ в канале сотовой связи.

8. Произвести моделирование мультипликативного компонента шума в виде случайного процесса, распределенного по Релею. С этой целью выполнить следующие действия:

а) получить комплексный спектр узкополосного СП, сопряженного по Гильберту в виде:

$$j := 0..last(Ym_1)$$

$$Yc_j := -li \cdot Ym_1_j$$

б) получить временную реализацию модельного сигнала, сопряженного по Гильберту:

$$yc := IFFT(Yc)$$

в) сформировать СП с релейским законом распределения, используя модели узкополосного и сопряженного с ним по Гильберту СП:

$$i := 0..last(yc)$$

$$A_m_i := \sqrt{(yc_i)^2 + (ym_1_i)^2}$$

г) вычислить дисперсию и СКО релейского СП:

$$dA_m := var(A_m)$$

$$\sigma_{A_m} := \sqrt{dA_m}$$

д) сформировать модельный мультипликативный компонент шума с энергией приблизительно равной энергии полезного сигнала и параметром распределения Релея, равным единице:

$$A1_{m_i} := \frac{A_{m_i}}{\sigma A_m} \cdot \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}}$$

Выполнение данного пункта необходимо для получения адекватных результатов в ходе предстоящего модельного исследования коэффициента битовых ошибок, так как в противном случае энергия продукта взаимодействия полезного GMSK сигнала и мультипликативного компонента существенно превосходит энергию аддитивного компонента, что ведет к увеличению ОСШ в канале по сравнению с каналом АБГШ и не позволяет в моделировании корректно отражать изменение помеховой обстановки.

В ходе выполнения данного раздела КР рекомендуется произвести верификацию всех моделей случайных процессов, которая заключается в построении их временных реализаций и амплитудных спектров, а также сопоставлении модельных значений числовых характеристик известным теоретическим значениям. Верификацию следует завершить выводами по полученным результатам.

4. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Программная реализация моделей аддитивно-мультипликативной смеси полезного сигнала и шума и аддитивной смеси полезного сигнала и шума»

Для выполнения данного этапа КР необходимо выполнить следующие процедуры:

1. Сформировать аддитивно-мультипликативную модель полезного GMSK сигнала и шума:

$$ym_{r_n} := Y_n \cdot A1_{m_n} + yadd_{2_n}$$

2. Сформировать аддитивную модель полезного сигнала и шума:

$$yadd_{r_n} := Y_n + yadd_{2_n}$$

При исследовании помехоустойчивости демодуляторов вместо чистого модельного GMSK сигнала Y_n необходимо использовать модели результирующих колебаний при наличии аддитивного и мульти-

пликативно-аддитивного шумов в смеси с принимаемым сигналом $y_{add_r_n}$ и $y_{m_r_n}$, соответственно.

5. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Разработка и программная реализация алгоритма функционирования решающего устройства и вычисления коэффициента битовых ошибок»

Согласно [4] «решающее устройство приемника цифрового сигнала электросвязи – устройство, предназначенное для определения значения символа или группы символов принимаемого цифрового сигнала электросвязи». В рамках выполнения данного этапа КР рекомендуется реализовать данное устройство в виде интегратора с синхронным разрядом. Суть алгоритма работы такого устройства сводится к тому, что в пределах длительности каждого символа осуществляется интегрирование демодулированного сигнала. Если результат интегрирования больше нуля, принимается решение о том, что была передана «единичная посылка», если же результат отрицательный, то принимается решение о передаче «нулевой посылки». После оценки принятого текущего символа результат интегрирования обнуляется, за следующую длительность бита процесс повторяется вновь.

В ходе модельной реализации алгоритма принятия решения о передаче «единиц» и «нулей» информационного сигнала рекомендуется придерживаться следующего порядка:

1. Задать нумерацию отсчетов битов демодулированного сигнала в виде:

$$k := 0.. \frac{N_{max}}{nv} - 1$$

2. Реализовать процесс интегрирования дискретных значений демодулированного сигнала в пределах одного бита в виде:

– для аддитивной смеси

$$A_{2add_k} := \sum_{i=\text{round}(k \cdot nv)}^{\text{round}((k+1) \cdot nv - 1)} \bullet_i$$

где \bullet – обозначение демодулированного сигнала при осуществлении приема аддитивной смеси в программном коде;

– для аддитивно-мультипликативной смеси

$$A2m_k := \sum_{i=\text{round}(k \cdot nv)}^{\text{round}((k+1) \cdot nv - 1)} *_{i}$$

где * – обозначение демодулированного сигнала при осуществлении приема аддитивно-мультипликативной смеси в программном коде.

3. Реализовать процесс принятия решения о передаче «единичной» или «нулевой» посылок при приеме аддитивной и аддитивно-мультипликативной смеси соответственно:

$$A3add_k := \begin{cases} 1 & \text{if } A2add_k > 0 \\ -1 & \text{if } A2add_k < 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad A3m_k := \begin{cases} 1 & \text{if } A2m_k > 0 \\ -1 & \text{if } A2m_k < 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

4. Вычислить коэффициент битовых ошибок, под которым понимают отношение ошибочно принятых битов к общему числу переданных битов в реализации, осуществив процедуру, состоящую из двух этапов: вычисление количества ошибочно принятых битов и вычисление коэффициента битовых ошибок. Первый этап осуществляется в цикле, его суть сводится к побитовому сравнению сигнала на выходе решающего устройства и информационного (испытательного) сигнала, полученного на этапе формирования сигнала GMSK и подсчете возникающих несоответствий. Второй этап непосредственно базируется на определении коэффициента битовых ошибок.

– для аддитивной смеси:

$$Nadd_mis := \begin{cases} Nadd_mis \leftarrow 0 \\ \text{for } k \in 0.. \frac{Nmax}{nv} - 2 \\ Nadd_mis \leftarrow \begin{cases} Nadd_mis & \text{if } A3add_k = b_{k \cdot nv} \\ Nadd_mis + 1 & \text{otherwise} \end{cases} \\ Nadd_mis \end{cases}$$

$$BERadd := \frac{Nadd_mis}{\frac{Nmax}{nv} - 1}$$

– для аддитивно-мультипликативной смеси:

$$Nm_mis := \begin{cases} Nm_mis \leftarrow 0 \\ \text{for } k \in 0.. \frac{Nmax}{nv} - 2 \\ Nm_mis \leftarrow \begin{cases} Nm_mis \text{ if } A3add_k = b_{k \cdot nv} \\ Nm_mis + 1 \text{ otherwise} \end{cases} \\ Nm_mis \end{cases}$$

$$BERm := \frac{Nm_mis}{\frac{Nmax}{nv} - 1}$$

6. Методические рекомендации по выполнению раздела КР «Модельные исследования коэффициента битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум на входе демодулятора»

Для проведения модельных исследований коэффициента битовых ошибок, при приеме GMSK сигнала демодулятором заданного типа, при наличии в канале связи мультипликативного и аддитивного компонентов шума, необходимо создать единый программный код, объединяющий в себе реализованные на различных этапах моделирования все модели сигналов, шумов и процессов их обработки.

Отношение сигнал/шум по мощности rdB требуется изменять в пределах от -5 дБ до $+5$ дБ с шагом в $0,5$ дБ. При каждом значении ОСШ на входе демодулятора нужно произвести серию модельных экспериментов количеством $N_{изм} = 300$, которые должны заключаться в модельном измерении коэффициента битовых ошибок. При проведении каждого модельного эксперимента временные реализации смоделированных шумов не должны повторяться.

В ходе модельных исследований требуется проводить оценку коэффициента битовых ошибок, при наличии в смоделированном канале передачи цифровой информации, как аддитивного компонента шума, так и аддитивно-мультипликативного шума.

Документирование получаемых модельных результатов исследований рекомендуется осуществлять в отдельном файле в среде MathCAD. С этой целью при каждом отношении сигнал/шум в канале следует создать прямоугольную матрицу модельных значений коэффициента битовых ошибок размером 20×15 по числу экспериментов в проводимой серии.

Обработка результатов модельных исследований коэффициента битовых ошибок следует свести к выполнению следующих операций:

1. Вычислению среднего значения BER (коэффициента битовых ошибок) по $N_{\text{изм}} = 300$ модельным реализациям смеси полезного сигнала и аддитивного шума и смеси полезного сигнала и аддитивно-мультипликативного шума на каждом ОСШ в соответствии с выражением:

$$BER1_{sr} := \frac{\sum_{i=0}^{19} \sum_{j=0}^{14} BER1_{j,i}}{Niz}$$

или воспользовавшись встроенной функцией $mean(*)$, например:

$$BER1_{sr} := mean(BER1),$$

где $BER1$ – обозначение матрицы модельных значений коэффициента битовых ошибок при заданном значении ОСШ в канале; Niz – количество экспериментальных измерений в серии (300).

2. Оценке абсолютной погрешности отдельного модельного измерения BER в соответствии с выражением:

$$\Delta 1 := BER1 - BER1_{sr}$$

3. Вычислению квадратов абсолютных погрешностей отдельных модельных измерений BER в соответствии с выражением:

$$i := 0..14 \quad j := 0..19$$

$$\Delta 2_{j,i} := \Delta 1_{j,i}^2$$

4. Оценке среднеквадратической ошибки среднего арифметического в соответствии с выражением:

$$S1 := \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{19} \sum_{j=0}^{14} \Delta 2_{j,i}}{Niz \cdot (Niz - 1)}}$$

5. Заданию значения надежности (доверительной вероятности):

$$P: = 0.95$$

6. Определению коэффициента Стьюдента для заданной надёжности и числа произведенных модельных измерений BER:

$$t: = 1.97$$

7. Нахождению доверительного интервала (погрешности модельных измерений) в соответствии с выражением:

$$\Delta Z: = t \cdot S1$$

При оформлении пояснительной записки КР следует представить результаты модельных исследований в табличной и графической формах.

На заключительном этапе выполнения КР требуется провести анализ полученных модельных зависимостей и сделать выводы по результатам модельных исследований.

7. Требования по оформлению пояснительной записки курсовой работы

Пояснительная записка (ПЗ) курсовой работы оформляется в соответствии с [5] в печатном виде на листах формата А4 с одной стороны.

Титульный лист является первой страницей ПЗ и содержит сведения о наименовании министерства (ведомства) или другого структурного образования, в систему которого входит образовательная организация исполнителя; наименовании образовательной организации, наименования структурного подразделения образовательной организации, на котором выполняется данная КР, наименование дисциплины, тема КР, статус, подпись, инициалы и фамилию исполнителя, должность, подпись, инициалы и фамилию руководителя КР, место и год составления ПЗ. Пример оформления титульного листа ПЗ приведен в **Приложении А**.

Задание на курсовую работу является вторым по счету листом ПЗ и не участвует в нумерации листов ПЗ. Бланк задания на КР приведен в **Приложении Б**.

Структурный элемент «Перечень сокращений и обозначений» является третьим по счету в ПЗ, нумеруется, начинается со слов «В настоящей ПЗ применяют следующие сокращения и обозначения», располагается столбцом, без знаков препинания в конце строки. Слева в алфавитном порядке без абзацного отступа приводятся сокращения, условные обозначения, символы, единицы физических величин, справа через тире – их детальная расшифровка.

Содержание ПЗ является четвертым структурным элементом ПЗ, включает в себя введение, наименование всех разделов, подразделов, пунктов (если они имеют наименование), заключение, список использованных источников и наименование приложений с указанием номеров страниц, с которых начинаются данные элементы ПЗ.

Структурный элемент «Введение» является пятым по счету в ПЗ, должен содержать оценку современного состояния исследуемого вопроса, актуальность темы, цель и основные решаемые задачи.

В основной части ПЗ приводятся данные, отражающие сущность, описание процессов модельных исследований, основные результаты выполненной КР в соответствии с методическими рекомендациями, изложенными в настоящих методических указаниях.

Структурный элемент «Заключение» должен содержать краткие выводы по результатам выполненной КР или ее отдельных этапов, оценку полноты решения поставленных задач и достижения цели КР.

Структурный элемент «Список использованных источников» должен содержать сведения об источниках, использованных при составлении ПЗ, быть оформленным в соответствии с требованиями ГОСТ 7.1, ГОСТ 7.80, ГОСТ 7.82. В списке сведения об источниках нужно располагать в порядке появления ссылок на них в тексте, нумеровать арабскими цифрами с точкой и печатать с абзацного отступа.

В структурный элемент «Приложения» рекомендуется включать материалы, дополняющие текст ПЗ, не включенные в основную часть, например, листинг программного кода, таблицы вспомогательных данных модельного эксперимента, иллюстрации вспомогательного характера.

Рекомендуемый тип шрифта основного текста ПЗ – Times New Roman. Заголовки разделов, подразделов, структурных элементов оформляют полужирным шрифтом. Размер шрифта основного тек-

ста – 14 пт. Размер шрифта заголовка подраздела – 15 пт., раздела – 16 пт.

Размеры полей текста ПЗ: левое – 30 мм, правое – 15 мм, верхнее и нижнее – 20 мм. Абзацный отступ должен быть одинаковым по всему тексту – 1,25 см.

При оформлении пояснительной записки необходимо соблюдать равномерную плотность, контрастность и четкость изображения по всему документу. Опечатки, опiski и графические неточности, обнаруженные в процессе подготовки пояснительной записки, допускаются исправлять подчисткой или закрашиванием белой краской (корректором) и нанесением на том же месте исправленного текста черными чернилами, пастой или тушью – рукописным способом.

Разделы следует нумеровать арабскими цифрами и записывать с абзацного отступа. Заголовки разделов следует печатать с прописной буквы, без точки в конце, не подчеркивая. Если заголовок состоит из двух предложений, их разделяют точкой.

Страницы отчета следует нумеровать арабскими цифрами, соблюдая сквозную нумерацию по всему тексту ПЗ. Номер страницы проставляют в центре нижней части листа без точки. Титульный лист включают в общую нумерацию страниц ПЗ, но номер страницы на титульном листе не проставляют. Задание на КР не включают в общую нумерацию страниц ПЗ.

Каждый структурный элемент ПЗ следует начинать с нового листа (страницы).

Иллюстрации (схемы, рисунки) следует располагать в тексте ПЗ непосредственно после текста, в котором они упоминаются впервые, или на следующей странице. Иллюстрации могут быть в компьютерном исполнении, в том числе и цветные. На все иллюстрации должны быть даны ссылки в тексте ПЗ.

Иллюстрации следует нумеровать арабскими цифрами сквозной нумерацией. Слово «Рисунок» и его наименование располагают посередине строки. Иллюстрации могут иметь наименование и пояснительные данные (подрисуночный текст). Слово «Рисунок» и наименование помещают после пояснительных данных и располагают следующим образом: Рисунок 1 – Временная реализация испытательного сигнала. При ссылках на иллюстрации следует писать «... в соответствии с рисунком 1».

Название таблицы следует помещать над таблицей слева, без абзацного отступа в одну строку с ее номером через тире. При переносе части таблицы название помещают только над первой частью таблицы, нижней горизонтальной черту, ограничивающую таблицу, не проводят. Таблицу следует располагать в ПЗ непосредственно после текста, в котором она упоминается впервые, или на следующей странице. На все таблицы должны быть ссылки по тексту. При ссылке следует писать слово «таблица» с указанием ее номера. Таблицу с большим количеством строк допускается переносить на другой лист (страницу). При переносе части таблицы на другой лист (страницу) над другими частями пишут слово «Продолжение» и указывают номер таблицы, например: «Продолжение таблицы 1». При переносе таблицы на другой лист (страницу) заголовок помещают только над ее первой частью. Таблицы следует нумеровать арабскими цифрами сквозной нумерацией. Допускается применять размер шрифта в таблице меньший, чем в тексте.

Уравнения и формулы следует выделять из текста в отдельную строку. Выше и ниже каждой формулы или уравнения должно быть оставлено не менее одной свободной строки. Если уравнение не умещается в одну строку, то оно должно быть перенесено после знака равенства (=) или после знаков плюс (+), минус (-), умножения (x), деления (:), или других математических знаков, причем знак в начале следующей строки повторяют. Пояснение значений символов и числовых коэффициентов следует приводить непосредственно под формулой в той же последовательности, в которой они даны в формуле. Формулы в ПЗ следует нумеровать порядковой нумерацией в пределах каждого раздела арабскими цифрами в круглых скобках в крайнем правом положении на строке. Ссылки в тексте на порядковые номера формул дают в скобках. Пример: «... в формуле (1.1)...».

Ссылки на использованные источники следует приводить в квадратных скобках.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. MSK сигналы с гауссовой огибающей (GMSK). [Электронный ресурс] // DSPLIB.org. 2015 – 2018. URL: <http://ru.dsplib.org/> (дата обращения: 20.02.2019).
2. Иванова В.Г. Цифровая обработка сигнала GMSK: методические указания по выполнению курсовой работы / В.Г. Иванова. – Самара: ПГУТИ, 2017. – 64 с.
3. Беспороговый прием частотно-модулированных сигналов [Текст]: монография / Е.В. Волхонская, А.М. Карлов. – Калининград: Изд-во БГАРФ, 2010. – 174 с.
4. ГОСТ 22670-77. Сеть связи цифровая интегральная. Термины и определения. – М., 2005. – 28 с. (Стандартинформ).
5. ГОСТ 7.32-2017. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления. – М., 2018. – 28 с. (Стандартинформ).

ФОРМА ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА

ФГБОУ ВО «КГТУ»

Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота

Кафедра СРТС

Системы мобильной связи

Курсовая работа

**«Модельные исследования помехоустойчивости приема сигнала
GMSK в системах сотовой связи»**

В-00

Выполнил:

курсант гр. Р-52и

Иванов И.И. _____

Проверил:

профессор кафедры СРТС

Оценка _____

Волхонская Е.В. _____

Калининград

20__ г.

БГАРФ

БЛАНК ЗАДАНИЯ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

ФГБОУ ВО «КГТУ»

Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота

Кафедра СРТС

Задание на курсовую работу по дисциплине

«Системы мобильной связи»

Курсант _____

1. Тема КР: « _____

_____»

2. Срок сдачи курсантом законченной работы _____

3. Исходные данные к курсовой работе:

4. Перечень вопросов, подлежащих разработке:

5. Перечень графического материала _____

6. Дата выдачи задания _____

7. Задание принял к исполнению _____ / _____ /

(подпись)

(Ф.И.О.)

8. Задание выдал _____ / _____ /

(подпись)

(Ф.И.О.)



978210002170

**Елена Вячеславовна Волхонская
Евгений Владимирович Коротей**

**Модельные исследования
помехоустойчивости приема
сигнала GMSK
в системах сотовой связи**

Методические указания
по выполнению курсовой работы
по дисциплине «Системы мобильной связи»
для курсантов и студентов специальности
«Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»
всех форм обучения

*Ведущий редактор Н.В. Желтухина
Младший редактор Г.В. Деркач*

*Компьютерное редактирование
О.В. Савина*

*Подписано в печать 12.11.2019 г.
Усл. печ. л. 4,3. Уч.-изд. л. 3,9.*

Лицензия № 021350 от 28.06.99.

Печать офсетная.

Формат 60x90/16.

Заказ № 1527. Тираж 50 экз.

Доступ к архиву публикации и условия доступа к нему:
<http://bgarf.ru/academy/biblioteka/elektronnyj-katalog/>

БГАРФ ФГБОУ ВО «КГТУ»

**Издательство БГАРФ,
член Издательско-полиграфической ассоциации высших учебных заведений
236029, Калининград, ул. Молодежная, 6.**

БГАРФ