

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**  
( **Н И У « Б е л Г У »** )

**ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий**

**ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛА С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ЧАСТОТНЫМИ  
СВОЙСТВАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО  
МОДЕЛИРОВАНИЯ**

**Магистерская диссертация  
Здоровцова Андрея Дмитриевича**

**очного отделения  
направления подготовки 11.04.02  
Инфокоммуникационные технологии и системы связи  
2 года обучения группы 07001432**

Научный руководитель  
кандидат технических наук, старший преподаватель  
Информационно-телекоммуникационных  
систем и технологий НИУ «БелГУ»  
Старовойт И.А.

Рецензент  
канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры  
Информационных систем НИУ «БелГУ»  
Жихарев А.Г.

**БЕЛГОРОД 2016**

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1 РАЗНОВИДНОСТИ ПОМЕХ И ИСКАЖЕНИЙ, ПРЕОБЛАДАЮЩИХ В ГОРОДСКОЙ МЕСТНОСТИ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ .....	4
1.1 Виды помех и искажений, воздействующие на информационные сигналы в каналах связи ....	4
1.2 Явление многолучевого замирания. ....	10
1.3 Помехоустойчивость систем связи, основанных на различных сигнально-кодовых конструкциях .....	19
1.4 Постановка задач исследования.....	22
2 МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННЫЙ НА СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРАХ СУБПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ С МАЛЫМИ СОБСТВЕННЫМИ ЧИСЛАМИ.....	25
2.1 Математические основы метода формирования и обработки сигналов. ....	25
2.2 Метод формирования сигналов, основанный на собственных векторах.....	31
2.3 Метод обработки сигналов, основанный на собственных векторах. ....	33
3 ПОСТРОЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ОСНОВАННОЙ НА СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРАХ СУБПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ.....	34
3.1 Алгоритм кодирования информации, основанный на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами .....	34
3.2 Алгоритм декодирования информации, основанный на применении собственных векторов	42
3.3 Общее описание компонентов компьютерной модели.....	46
3.4 Блок модуляции. ....	48
3.4 Блок демодуляции. ....	50
3.5 Блок формирования собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами. ....	51
4 ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ СУПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ЗАМИРАНИЙ В КАНАЛЕ.....	53
4.1 Помехоустойчивость системы связи в отсутствии многолучевых искажений. ....	53
4.2 Помехоустойчивость системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам.....	54
4.3 Помехоустойчивость системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам. ....	60
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	67
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	69

## **ВВЕДЕНИЕ**

Процесс информационного обмена между различными устройствами в густонаселенной черте города обусловлен значительными трудностями, которые возникают из-за электромагнитного взаимодействия различных электронных устройств. Основными факторами ухудшающими качество обмена информацией и повышающие вероятность ошибочного декодирования информации являются сосредоточенные по спектру помехи, которые возникают в результате работы различного технического оборудования, в частности, промышленных генераторов, медицинского диагностического оборудования, микроволновых передатчиков и т.д. Так же существенное влияние на информационные сигналы оказывают искажения, связанные с многолучевым распространением сигналов, отраженных от различных объектов в черте города.

Следует отметить, что существуют методы формирования и обработки сигналов, устойчивые к воздействию сосредоточенных по спектру помех. Одним из таких методов является метод, основанный на применении собственных векторов с малыми собственными числами. Данный метод обеспечивает практически полную инвариантность информационных сигналов к воздействию сосредоточенных по спектру помех, за счет минимизации энергии сигнала в диапазоне частот помехи. Однако на сегодняшний день в открытых источниках отсутствуют результаты исследований по влиянию на сигналы, полученные с применением собственных векторов субполосных матриц, искажений, возникающих из-за многолучевого распространения сигналов. В связи с этим целью данной работы является оценка влияния многолучевых искажений на сигналы, основанные на собственных векторах субполосной матрицы, а тема диссертации «Исследование сигнала с изменяющимися частотными свойствами с использованием компьютерного моделирования» является актуальной.

# **1 РАЗНОВИДНОСТИ ПОМЕХ И ИСКАЖЕНИЙ, ПРЕОБЛАДАЮЩИХ В ГОРОДСКОЙ МЕСТНОСТИ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ**

Возрастающая потребность людей в информационном обмене с высокой скоростью и качеством привела к интенсивному развитию методов и технологий, обеспечивающих передачу, хранение и обработку информации. Зачастую источник информации и потребитель расположены на значительном удалении друг от друга. Следует отметить, что в процессе передачи информации на большие расстояния, она может претерпевать как небольшие изменения, так и значительные искажения, связанные с воздействием помех, имеющих техногенный и природный характер. Ниже будут приведены основные виды помех и искажений характерных для густонаселенной местности современных городов.

## **1.1 Виды помех и искажений, воздействующие на информационные сигналы в каналах связи**

При передаче информации по физическим каналам передаваемую информацию искажают электромагнитные помехи различного рода. Электромагнитная помеха (ЭП) – нежелательное воздействие электромагнитного, электрического и магнитного полей, а также тока и напряжения любого источника, которое может ухудшить качество функционирования системы, обеспечивающее информационный обмен за счет искажения информативных параметров полезного сигнала [55]. Вследствие сложности и многообразия электромагнитных помех их классифицируют по различным признакам в зависимости от характера источника и способа распространения [55].

По происхождению электромагнитные помехи бывают естественные (природные) и искусственные. Естественные ЭП образуются электромагнитными процессами и явлениями, которые объективно

происходят в различных оболочках Земли и космосе и непосредственно не связаны с деятельностью человека. Искусственные или индустриальные ЭП обусловлены электромагнитными процессами и явлениями в различных технических системах, созданных человеком.

К этим естественным помехам относятся: атмосферные и космические помехи. Атмосферные помехи возникают в результате движения электрических зарядов в атмосфере под влиянием различных причин. Основные помехи создаются мощными грозами, однако ощутимые помехи могут возникнуть даже в момент стекания зарядов при электризации провода антенны приемного информационного устройства [55]. Мощные грозы наблюдаются достаточно часто. В среднем на земном шаре наблюдается около 100 молний в секунду, каждая из которых — серия гигантских искровых разрядов, создающих мощное поле, распространяющееся иногда на расстояния до 5 — 20 тыс. км от места разряда. Помехи от отдельных разрядов молний создают затухающие колебания в антенне с длительностью до нескольких миллисекунд. Наиболее сильные и частые грозы наблюдаются летом в экваториальных и тропических областях (над Южной Америкой, Африкой, Индостаном, Малайей), большинство помех приходит в Северное полушарие с юга, со стороны экватора. Интенсивность атмосферных помех падает с ростом частоты.

Космические помехи вызываются радиоизлучением каких-либо объектов космоса, например, каких-либо созвездий. Солнце также является источником излучений в радиодиапазоне. На характеристики излучения Солнца, в частности, влияют солнечные пятна. Космические помехи оказывают наибольшее влияние на информационные коммуникации, особенно при совпадении направлений приема полезных сигналов и излучения помех.

Многочисленные источники индустриальных помех можно разделить на две большие группы: устройства, генерирующие колебания высокой частоты, и устройства, не генерирующие колебаний, но создающие помехи

при работе. К первой группе можно отнести (в порядке уменьшения степени их влияния): радиопередатчики промышленного назначения, радио- и телевизионные устройства (например, гетеродины приемников, системы разверток телевизоров), ВЧ генераторы промышленного, медицинского и бытового назначения, искровые ВЧ установки. Помехи, создаваемые перечисленными устройствами, носят периодический характер, слабо затухают, излучаются на основной рабочей частоте и ее гармониках. ВЧ генераторы могут создавать мощные наводки на провода силовых сетей, особенно в случае расположения их на небольших предприятиях среди жилых массивов [55].

Лучшим методом борьбы с индустриальными помехами является применение противопомеховых приспособлений, подключаемых к самим источникам помех, т. е. подавление помех непосредственно вместе их возникновения, например, с помощью фильтров, различных блокировочных конденсаторов, дополнительных резисторов и установки экранов. К сожалению, часть этих приспособлений бывает недостаточно совершенной, а, подчас, и неисправной. Некоторая часть установок остается лишенной противопомеховых приспособлений, а некоторые источники помех вообще не имеют защиты.

По месту расположения источника помехи относительно исследуемого электронного устройства различают внешние (внесистемные, внеблочные), внутренние (внутрисистемные) и собственные помехи. Очевидно, что внешние помехи вызваны процессами в других устройствах, внутрисистемные – возникают как электромагнитные явления и связи, не предусмотренные схемой и конструкцией устройства, а собственные помехи представляют собой шумы компонентов, связанные с функционированием самого устройства и определяют его максимальную чувствительность [47, 55].

По способу воздействия помехи на форму сигнала, в котором закодированы передаваемые по информационным коммуникациям данные, можно классифицировать на аддитивные и мультиплекативные:

- аддитивная помеха, это помеха  $\xi(t)$ , которая складывается с сигналом  $S(t)$  и на вход приемника действует их сумма:

$$X(t) = \xi(t) + S(t). \quad (1.1)$$

- мультипликативная помеха, в свою очередь, равна произведению помехи и информационного сигнала:

$$X(t) = \xi(t) \cdot S(t) \quad (1.2)$$

По типу помехи различают: случайные и детерминированные. В свою очередь те и другие бывают широкополосными и узкополосными.

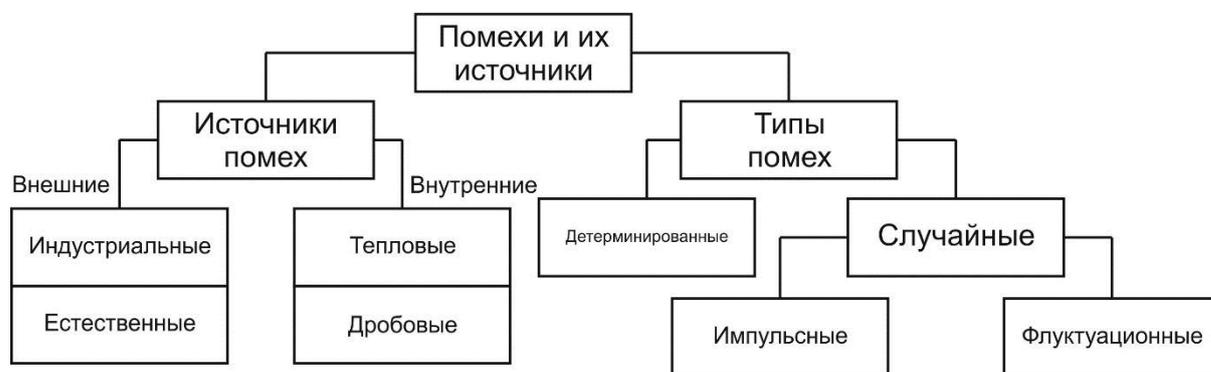


Рисунок 1.1 – Классификация помех и их источников

Детерминированные помехи возникают от различных промышленных устройств или других систем передачи сети переменного тока. Детерминированные помехи представляют собой полигармонические паразитные сигналы.

Характерной особенностью импульсных помех является отсутствие наложений в приемном устройстве, которое обеспечивает декодирование передаваемой информации, переходных процессов от отдельных импульсов. Импульсные помехи в общем случае представляют собой последовательность импульсов случайной амплитуды, длительности и со случайными моментами появления отдельных импульсов [47, 55].

Импульсные помехи, воздействуя на антенну и входные цепи приемника, обеспечивающего декодирование данных в информационных коммуникациях, создают в его контурах затухающие колебания различной интенсивности. Когда импульсы следуют редко, после затухания возбужденных ими в контурах приемника колебаний приемник продолжает успешно принимать полезный сигнал на частоте настройки. Когда импульсы различной длительности и амплитуды воздействуют на приемник часто, некоторые колебания в контурах не успевают затухать до прихода следующего возмущения, и на детектор приемника в этом случае действует сумма многих переменных напряжений, в которой можно усреднить амплитуды входящих сигналов; поэтому характер воздействия импульсных помех в этом случае будет напоминать гладкую помеху. Если подобных излученных в эфир импульсов очень много и они имеют большую амплитуду (как, например, импульсы от мощных источников промышленных помех в крупном городе), то они образуют интенсивное поле помех, на фоне воздействия которого и происходит прием [47].

Флуктуационные помехи имеют вид непрерывного случайно изменяющегося колебания. Наиболее часто встречаются помехи, амплитуда которых подчинена нормальному закону распределения. У таких помех вероятность того, что амплитуда выброса превысит значение утроенной величины эффективного значения, мала. Основным источником флуктуационного шума является беспорядочное тепловое движение электронов в проводнике, вызывающее случайную разность потенциалов на его концах [47].

Помехи так же можно классифицировать по ширине её спектра. Существуют Широкополосные помехи, спектр которых соизмерим либо шире спектра сигнала, на который происходит воздействие. Одним из примеров таких помех могут быть флуктуационные помехи, имеющие равномерную спектральную плотность мощности в широкой полосе частот.

$$f \leq 6 \cdot 10^{12} \text{ Гц при } T = 300 \text{ К} .$$

Стационарный случайный процесс  $n(t)$  с равномерной спектральной плотностью мощности  $G_n(f)$  в некоторой полосе частот

$$G_n(f) = \begin{cases} N & \text{при } |f| < F, \\ 0 & \text{при } |f| > F, \end{cases} \quad (1.3)$$

называют квазибелым шумом или ограниченным по полосе белым гауссовским шумом.

Другим примером широкополосной помехи является импульсная помеха. В большинстве моделей импульсных помех распределение длительности импульса аппроксимируется логарифмически-нормальным законом. Для описания интервала распределения длительности между импульсами используется также логарифмически-нормальное или экспоненциальное распределение.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{x_i \sigma_i} \exp \left[ -\frac{(\lg x_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2} \right], \quad x > 0, \quad (1.4)$$

где  $\mu_i$  - среднее  $\lg x_i$ ;  $\sigma_i^2$  - дисперсия  $\lg x_i$ ;  $\alpha_i$  - весовые коэффициенты,  $\sum_{i=1}^n \alpha_i = 1$ . ИП промышленного характера аппроксимируются более точно распределением Вейбула:

$$f(x) = kmx^{m-1} \exp(-kx^m), \quad x \geq 0, \quad (1.5)$$

где  $m$  - параметр наклона и  $k$  - параметр масштаба.

В свою очередь, если ширина спектра помехи гораздо меньше ширины спектра информационного сигнала, то такие помехи являются узкополосными или сосредоточенными по спектру.

Одной из наиболее простых моделей узкополосных помех являются квазигармонические помехи (многотональные помехи) [47, 55], представляющие собой сумму синусоид равной мощности со случайными фазами

$$J(t) = \sum_{k=1}^n \sqrt{\frac{2P_j}{n}} \sin(2\pi f_k t + \theta_k), \quad (1.6)$$

где  $P_j$  - мощность  $j$ -й помехи,  $\theta_k$  - независимые и равномерно распределенные на интервале  $[0, 2\pi]$  случайные фазы.

Корреляционная функция случайного процесса равна

$$R_j(\tau) = \sum_{k=1}^n \frac{P_j}{n} \cos(2\pi f_k \tau). \quad (1.7)$$

После применения к корреляционной функции  $R_j(\tau)$  преобразования Фурье находится спектральная плотность мощности

$$G_j(\omega) = \sum_{k=1}^n \frac{P_j}{2n} [\delta(\omega + 2\pi f_k) + \delta(\omega - 2\pi f_k)]. \quad (1.8)$$

Выражение (1.19) характеризует линейчатый спектр, сосредоточенный на частотах  $\pm f_k$ ,  $k = 1, \dots, n$ .

## 1.2 Явление многолучевого замирания.

Сигналы, передаваемые между антеннами передатчика и приемника, будут претерпевать различные флуктуации мощности сигнала. Эти флуктуации сигнала становятся видимыми в результате использования антенны, где будут суммироваться несколько лучей. Лучи входят в антенну разными путями, испытывая отражения и дифракции из-за окружающих препятствий. Принятый сигнал будет испытывать случайные флуктуации, как по амплитуде, так и по фазе. Случайные флуктуации амплитуды можно наблюдать путем записи огибающей сигнала, по мере того, как антенна физически перемещается как функция расстояния. Эти записи, как было показано, демонстрируют распределение Рэллея. При условии, что  $r$  обозначает огибающую принятого сигнала или амплитуду, случайное явление описывается следующим образом:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.9)$$

где  $\sigma^2$  - средняя мощность сигнала.

Хорошо известно, что огибающая комплексного гауссова сигнала имеет распределение Рэля. Вероятность того, что огибающая принятого сигнала находится ниже заданного значения, скажем  $R$ , выражается посредством функции распределения, как показано ниже:

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr, \quad (1.10)$$

$$P(r \leq R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (1.11)$$

В целях предоставления более количественного анализа среднее значение случайной переменной Рэля выражается следующими уравнениями:

$$E\{r\} = \int_0^{\infty} r \cdot p(r) dr, \quad (1.12)$$

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}. \quad (1.13)$$

Дисперсия для распределения Рэля выражается как:

$$\sigma_r^2 = E\{r^2\} - [E\{r\}]^2, \quad (1.14)$$

$$\sigma_r^2 = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \sigma^2 \frac{\pi}{2}, \quad (1.15)$$

$$\sigma_r^2 = \sigma^2 \left( 2 - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.16)$$

Модель многолучевого замирания может представляться в качестве мультипликативного искажения и показана на рисунке 1.1.

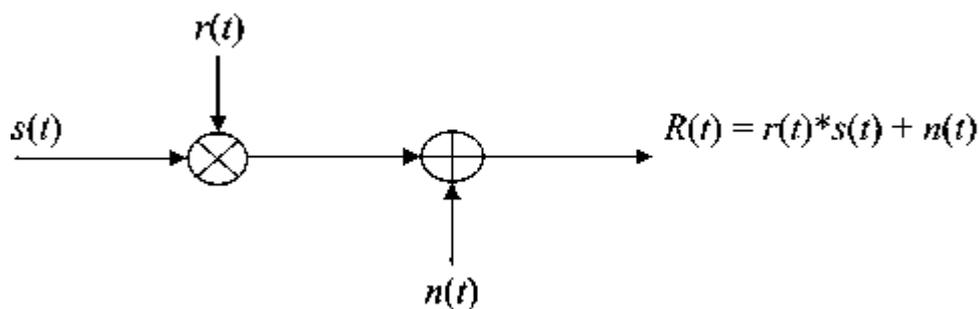


Рисунок 1.1. Графическое представление многолучевого замирания под действием шума.

На рисунке 1.2 приведен график, отражающий широкие флуктуации сигнала.

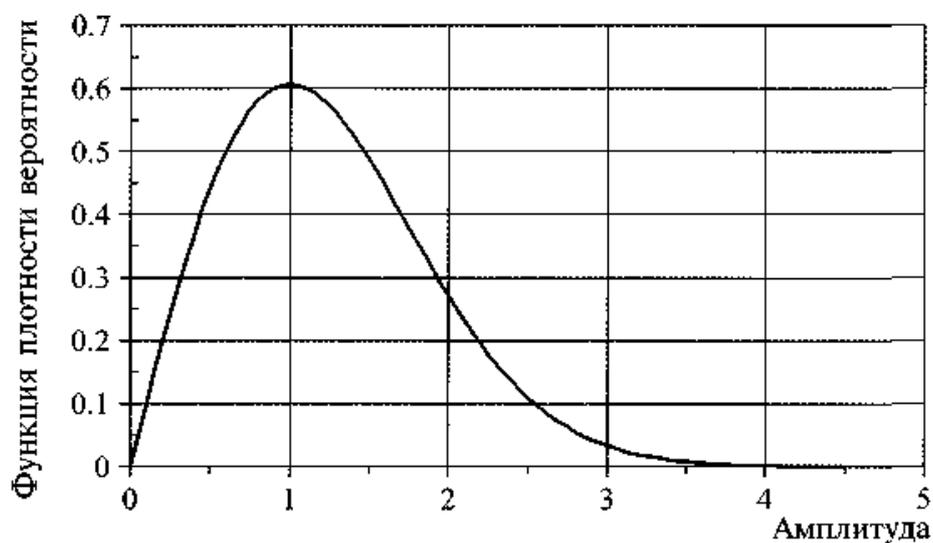


Рисунок 1.2. График функции плотности вероятности Рэля (нормированная мощность=1).

Это распределение часто использовалось для описания быстрых флуктуаций сигнала в среде многолучевого замирания. Термин «быстрый» используется, чтобы подчеркнуть широко изменяющееся явление на расстоянии доли длины волны несущей, в частности замирания могут происходить приблизительно на расстоянии каждой половины длины волны друг от друга. Эти флуктуации вызываются локальной окружающей средой приемника, а не флуктуациями сигнала, которые возникли на значительном расстоянии друг от друга.

Две количественные метрики, представляющие для нас интерес в конструкции беспроводной цифровой связи, имеют дело с пиками и замираниями. В частности, интересно знать количество раз в секунду, когда фактически встречается замирание с определенной глубиной (в ДБ). Как только эта скорость будет известна, следующей представляющей интерес величиной будет количество времени, которое сигнал фактически проводит ниже этого уровня.

Первая величина, упомянутая ранее, называется частотой пересечения уровня и определяется как ожидаемая частота, при которой огибающая пересекает заданный уровень сигнала  $R$  в положительном направлении. Математически она определяется следующим образом:

$$N_R = \int_0^{\infty} r p(R, r) dr, \quad (1.17)$$

Где  $N_R$ - частота пересечений уровня,  $R$  - это заданный уровень сигнала,  $r$ - временная производная огибающей.

$$N_R = \sqrt{2\pi} \cdot f_m \cdot \rho \cdot e^{-\rho^2}, \quad (1.18)$$

Где  $\rho = \frac{R}{R_{RMS}}$ ,  $f_m$  - максимальный доплеровский сдвиг или частота, которая

определяется следующим образом:

$$f_D = f_m \cdot \cos(\theta) = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos(\theta), \quad (1.19)$$

Где  $v$ - скорость транспортного средства,  $\lambda$ - длина волны несущей волны,  $\theta$ - угол прибытия относительно вектора скорости, перемещающегося в том же направлении, что и транспортное средство. Если исходить из всенаправленности антенны в приемнике, множество лучей прибытия могут

иметь широкий диапазон углов. Это приводит к доплеровскому сдвигу частоты, поскольку каждый прибывающий луч будет иметь свой собственный сдвиг частоты, связанный с лучом. Однако совокупная сумма всего множества лучей будет характеризоваться поведением, как правило, называемым доплеровским сдвигом частоты.

Вторая упоминаемая выше величина называется средней длительностью времени замирания, она определяется как среднее время, в течение которого огибающая принятых сигналов находится ниже нормированного удельного уровня  $R$ . Математическое определение приводится ниже:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{TN_R} \cdot \sum_i \tau_i, \quad (1.20)$$

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} \cdot P(r \leq R), \quad (1.21)$$

Где  $T$ - общее рассматриваемое время. Результирующее выражение имеет следующий вид:

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho \cdot f_m \cdot \sqrt{2\pi}}. \quad (1.22)$$

Рассмотрение данного результата показывает, что средняя длительность времени замирания обратно пропорциональна доплеровской частоте.

### **2.3.. Явление многолучевого замирания Райса.**

Здесь имеет место преобладающий стационарный сигнал, или луч, который усиливает мощность принятого сигнала, в частности такой, как луч, распространяющийся в направлении прямой видимости.

### 2.3.1. Математическое представление.

Распределение Райса выражается следующим уравнением:

$$\rho(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (0 \leq A), (0 \leq r), \quad (1.23)$$

Где  $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первой категории и нулевого порядка  $A^2/2$  пропорционально мощности доминирующего сигнала.

Возникает вопрос, насколько доминирующим или значительным должен быть луч сигнала. Ответ дает вычисление коэффициента К:

$$K = 10 * \log \left[ \frac{A^2}{2\sigma^2} \right] \text{ (дБ)}. \quad (1.24)$$

Этот коэффициент описывает соотношение между мощностью преобладающего сигнала и мощностью многолучевого сигнала. Например, если доминирующего сигнала нет, в этом случае  $A=0$ ;  $K=\infty$ , и данное распределение теперь принимает вид Рэля. С другой стороны, примем, что многолучевой сигнал отсутствует, в этом случае  $\sigma^2=0$  и  $K=\infty$ , здесь распределение приближается к виду импульса( или дельта-функции Дикара). График этого распределения приведен на рисунке 12. для различных значений коэффициента К.

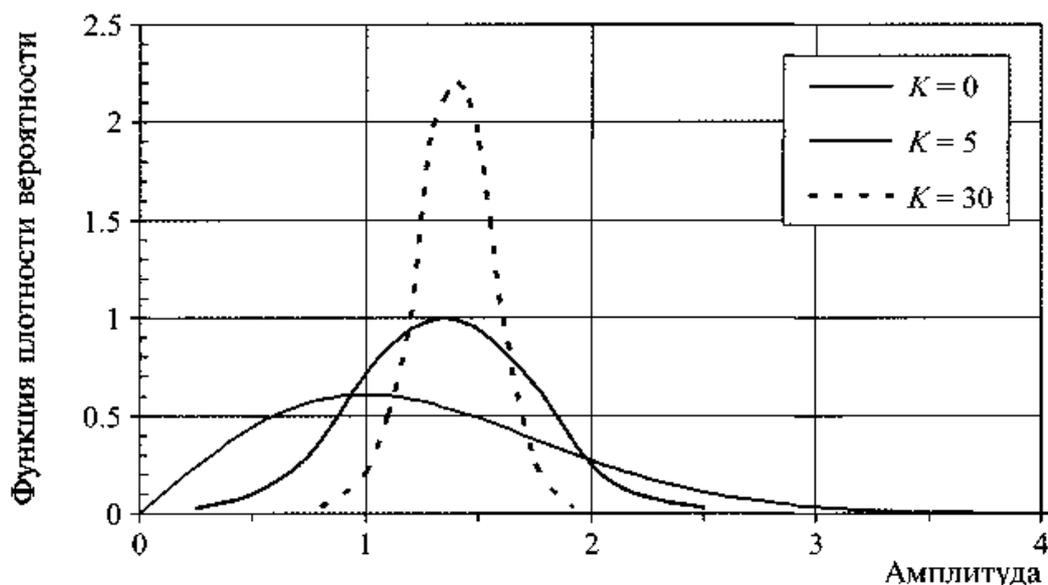


Рисунок 1.3. График распределения функции плотности вероятности Райса.

Из рисунка 1.3 мы видим, что по мере увеличения мощности распространения в пределах видимости флуктуации огибающей уменьшается. Количество встречающихся глубоких замираний также уменьшается, уменьшая, тем самым, мгновенные ошибки и улучшая среднюю вероятность битовой ошибки.

### 2.3.2. Статистические свойства.

Средняя величина случайной переменной, распределенной по Райсу, выражается следующим образом:

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[ (1 + K) I_0\left(\frac{K}{2}\right) + K I_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \cdot e^{-K/2}. \quad (1.25)$$

Функция распределения сигнала Райса- это вероятность, с которой огибающая принятого сигнала является ниже конкретной величины, скажем R:

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr, \quad (1.26)$$

Если мы определим нормированный уровень сигнала, как

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{A^2 + 2\sigma^2}}. \quad (1.27)$$

Тогда функция распределения записывается следующим образом:

$$P(r \leq R) = 1 - Q(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2}), \quad (2.24)$$

Где  $Q(a,b)$ - функция Q Маркума:

$$Q(a,b) = \int_0^{\infty} x \cdot e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} \cdot I_0(ax) dx. \quad (1.28)$$

Частота пересечений уровня выражается следующим уравнением:

$$L_R = \sqrt{2\pi(K+1)} \cdot f_m \cdot \rho \cdot e^{-K-(K+1)\rho^2} \cdot I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}), \quad (1.29)$$

Где мы дали определение нормированному уровню сигнала:

$$\rho = \frac{R}{R_{RMS}}. \quad (1.30)$$

Проверка, с помощью предположения  $K=0$ , дает точно такой же результат, который приводился ранее для случай рэлеевского замирания. На рисунке 13. приведен график частоты пересечений уровня для различных значений  $K$ .

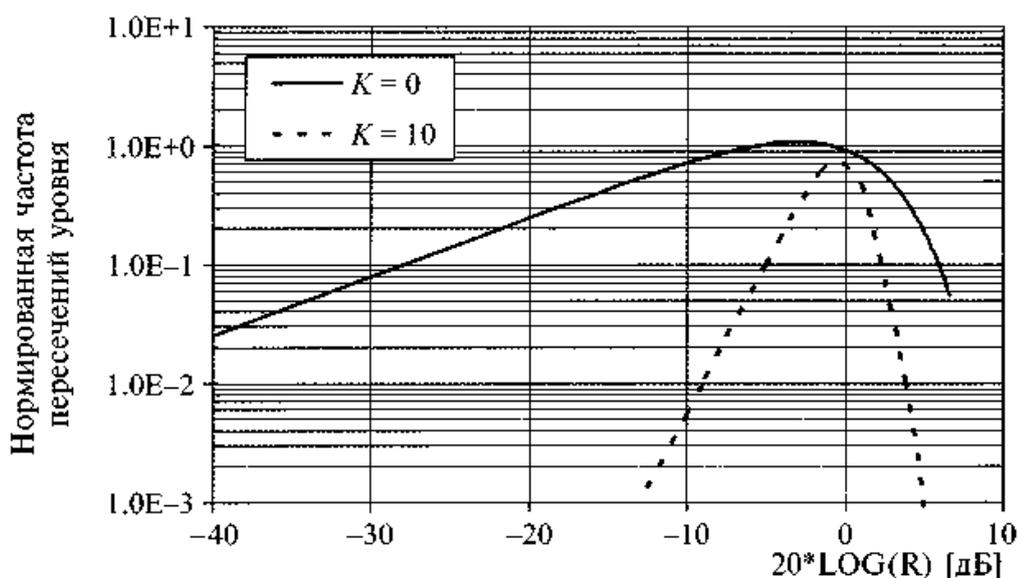


Рисунок 1.4 Сравнение частоты пересечений уровня Райса для коэффициентов  $K$ .

Подводя итог всего вышесказанного, следует отметить, что наибольшее влияние на передаваемые данные по информационным коммуникациям оказывают внешние, случайные помехи. При этом в техногенных условиях современных промышленных городов, говоря о случайных внешних воздействиях на информационные сигналы, особое внимание наряду с флуктуационными помехами следует уделить сосредоточенным по спектру помехам. Помехи данного вида имеют наибольшее влияние в крупных городах в полосе частот, служащих для обеспечения информационного обмена между различными элементами информационных коммуникаций. В связи с этим, для обеспечения заданного уровня качества передачи данных при информационном обмене в условиях воздействия узкополосных помех, необходимо либо ограничить влияние помех на каналы передачи информации (экранирование каналов или компенсация помех), либо кодировать передаваемую информацию методами, обеспечивающими наивысшую устойчивость к помехам данного вида.

Кроме рассмотренных выше помех существенно влияет на помехоустойчивость систем передачи информации явление многолучевого замирания, связанного с многократным переотражением принимаемого

сигнала от различных объектов в городской местности с последующей суперпозицией их на приемной антенне передатчика.

### 1.3 Помехоустойчивость систем связи, основанных на различных сигнально-кодовых конструкциях

Основной характеристикой помехоустойчивости информационных коммуникаций является средняя вероятность ошибочного декодирования информации, называемая для сокращения вероятностью ошибки и обозначаемая  $p_{ош}$  [55]. При информационном обмене вероятность ошибочного декодирования бит информации зависит от вида воздействующей на информационный сигнал помехи и от разновидности сигнально-кодовой конструкции, использованной для кодирования данных.

Рассмотрим, как влияет флуктуационная помеха на помехоустойчивость информационных коммуникаций, использующих методы кодирования информации, основанные на различных сигнально-кодовых конструкциях.

Общее выражение, позволяющее точно определить вероятность ошибки, существует только для СКК, основанных на двоичных сигналах.

$$p = 1 - F(\sqrt{E_{\Delta} / 2N_0}), \quad (1.32)$$

где  $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$  - функция Лапласа;  $E_{\Delta} = \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt$  - энергия разностного сигнала;  $N_0$  - односторонняя спектральная плотность мощности белого шума.

Согласно выражению (1.18) при использовании для передачи информации СКК, основанной на сигналах с амплитудной модуляцией, вероятность ошибки имеет следующее значение:

$$p = 1 - F(\sqrt{E / 2N_0}), \quad (1.33)$$

где  $E$  - энергия сигнала.

При использовании ортогональных сигналов для кодирования и передачи информации вероятность ошибки имеет следующий вид:

$$p = 1 - F(\sqrt{E/N_0}). \quad (1.34)$$

Сигналы  $s_1(t)$  и  $s_0(t)$  на интервале времени  $T$  называют ортогональными если выполняется условие:

$$\int_0^T s_1(t)s_0(t)dt = 0. \quad (1.35)$$

К сигнально-кодовым конструкциям, удовлетворяющим условие (1.35), можно отнести СКК, основанные на частотной манипуляции.

Если использовать для кодирования информации СКК, основанные на противоположных сигналах, т.е. на сигналах, удовлетворяющих условию:

$$s_0(t) = -s_1(t), \quad (1.36)$$

то вероятность ошибки будет иметь следующий вид:

$$p = 1 - F(\sqrt{2E/N_0}). \quad (1.37)$$

Таким образом, вероятность ошибки будет наименьшей при использовании для кодирования информации СКК, основанные на узкополосных сигналах с фазовой манипуляцией.

В современных информационных коммуникациях не целесообразно использовать СКК с применением двоичных сигналов, это связано с низкой скоростью обмена информацией. Применение СКК с многопозиционными сигналами позволяет существенно повысить скорость передачи, за счет того, что каждый сигнал кодирует блок из  $m$  бит. Вероятность ошибки для таких сигнально-кодовых конструкций определяется приближенно:

$$p \approx 1 - \prod_{j=1}^n (1 - p_j), \quad (1.38)$$

где  $p_j = 1 - F(\sqrt{E_{\Delta j} / 2N_0})$ , а  $E_{\Delta j} = \int_0^T (s_{j0}(t) - s_{j1}(t))^2 dt$  - энергии j-го разностного сигнала. По результатам расчетов представленных в [55] были построены следующие графики вероятности ошибок в зависимости от отношения энергии сигнала к односторонней спектральной плотности шума.

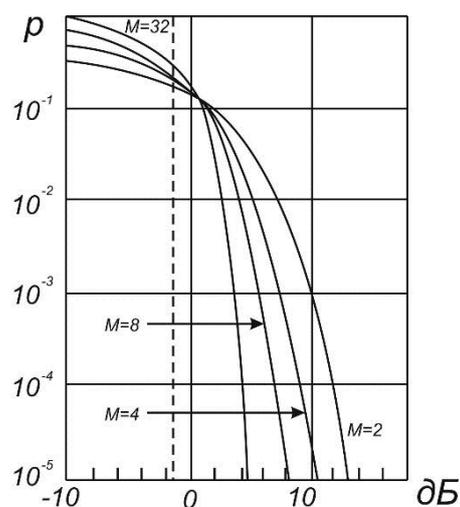


Рисунок 1.5 – Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к односторонней спектральной плотности белого шума.

Как видно из рисунка большей помехоустойчивостью обладают методы кодирования, основанные на СКК с меньшим числом многопозиционных сигналов.

При воздействии узкополосных помех на информационные коммуникации не существует достаточно общих выражений для определения вероятности ошибки, поскольку последняя зависит от многочисленных параметров характеризующих помеху, а так же от тонкой структуры сигнала, т.е. не только от энергии канальных сигналов и от их скалярных произведений, но и от их спектрального распределения [55].

Воздействие сосредоточенных по спектру помех на информационный сигнал, полученный при кодировании данных с применением узкополосных

СКК, приводит к существенному искажению информации. Это связано с тем, что энергетический спектр узкополосного сигнала практически полностью искажается сосредоточенной по спектру помехой [86].

Однако существуют методы формирования и обработки информационных сигналов практически полностью инвариантных к воздействию узкополосных помех. Основой данных методов является адаптивное изменение формы спектра сигнала таким образом, что спектральные составляющие сигнала отсутствуют в полосе частот сосредоточенной по спектру помехи. Одним из таких методов является метод основанный на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами. Более подробно метод формирования и обработки сигналов будет представлен во второй главе исследования.

Таким образом в условиях городской местности можно использовать сигналы, адаптирующиеся к узкополосной помехам от различных источников, например сигналы основанные на собственных векторах субполосной матрицы. Однако кроме узкополосных помех в городской местности существуют и другие искажения как уже было отмечено выше, а именно явление многолучевого замирания, связанного с суперпозицией переотраженных волн сигнала от различных крупных зданий. Было проведено множество исследований по этой теме, однако все они не касались сигналов основанных на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами.

#### **1.4 Постановка задач исследования**

Проведенный в предыдущих пунктах анализ показал, что в процессе обмена информацией между источником и потребителем передаваемые данные претерпевают искажения. Причиной ухудшения надежности информационного обмена являются помехи различного рода. Наиболее существенное влияние на передаваемую информацию оказывают узкополосные, флуктуационные помехи и многолучевые замирания в каналах

связи. Так же было определено, что для повышения помехоустойчивости информационных коммуникаций при воздействии сосредоточенных по спектру помех необходимо использовать сигнально-кодовые конструкции, имеющие наименьшую корреляцию с воздействующими на передаваемый информационный сигнал сосредоточенными по спектру помехами, а именно сигналы, основанные на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами. Однако ввиду недостатка исследований устойчивости данного вида сигналов к многолучевым искажениям, приводит к тому что не возможно оценить целесообразность использования данного метода формирования сигналов в городской местности.

В связи с этим целью данной работы является оценка влияния многолучевых искажений на сигналы, основанные на собственных векторах субполосной матрицы с применением компьютерной модели.

Согласно поставленной цели исследования были сформулированы следующие задачи:

1. Согласно существующего алгоритма формирования собственных векторов с малыми собственными числами разработать модуль формирования собственных векторов в среде LabView.

2. Согласно существующего алгоритма формирования сигналов с изменяющимися частотными свойствами разработать модуль формирования сигналов в среде LabView.

3. Согласно существующего алгоритма обработки сигналов с изменяющимися частотными свойствами разработать модуль обработки сигналов в среде LabView.

4. На основе разработанных модулей построить компьютерную модель в среде LabView.

5. Определить зависимость вероятности ошибки декодирования информации от величины соотношения энергии сигнала к односторонней спектральной плотности белого шума с применением полученной компьютерной модели.

6. Определить зависимость вероятности ошибки декодирования информационного сигнала при воздействии замираний, вызванных многолучевостью.

В качестве критерия оценки эффективности метода кодирования информации была выбрана вероятность ошибки при воздействии на информационные коммуникации флуктуационных помех и многолучевых искажений:

$$P_{ош} = \frac{n_{ош}}{n_{об}}, \quad (1.39)$$

где  $n_{ош}$  – количество бит информации, декодированных с ошибкой;

$n_{об}$  – общее количество переданных бит информации.

Данный выбор исходил из того, что вероятность ошибки является основной мерой оценки помехоустойчивости методов кодирования информации в цифровых системах, обеспечивающих информационный обмен.

## 2 МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННЫЙ НА СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРАХ СУБПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ С МАЛЫМИ СОБСТВЕННЫМИ ЧИСЛАМИ

### 2.1 Математические основы метода формирования и обработки сигналов.

Кодирование информации целесообразнее осуществлять следующим образом. Заранее определяется набор собственных векторов с минимумом энергии в заданном частотном интервале:

$$Q = (\vec{q}_k, \vec{q}_{k+1}, \dots, \vec{q}_N) \quad (2.1)$$

Выбор частотного интервала производится в зависимости от локализации сосредоточенной по спектру помехи и производится при расчете элементов собственной матрицы  $A$ .

$$a_{ik} = \begin{cases} \frac{\sin[v_r(i-k)] - \sin[v_{r-1}(i-k)]}{\pi(i-k)}, & i \neq k \\ \frac{v_r - v_{r-1}}{\pi}, & i = k \end{cases}, \quad (2.2)$$

Отбор собственных векторов для кодирования информации осуществляется согласно критериям, принятым в предыдущем пункте.

Каждый собственный вектор соответствующий одному информационному каналу умножается информационный символ  $e_i$ , интерпретацию кодовой комбинации информационных бит, поступающих в канал. Если алфавит информационных символов  $e$  состоит из  $n$  элементов, то каждый информационный символ соответствует  $\log_2(n)$  битам

передаваемой информации в канале. Это позволяет увеличить скорость передачи информации.

Если просуммировать полученные вектора, то получится вектор закодированной информации.

$$\vec{x} = e_1 \vec{q}_1 + e_2 \vec{q}_2 + \dots + e_N \vec{q}_N. \quad (2.3)$$

Данное выражение можно записать в векторной форме, если представить совокупность информационных символов в виде информационного вектора:

$$\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_N). \quad (2.4)$$

Получается следующее выражение:

$$\vec{x} = Q \cdot \vec{e}. \quad (2.5)$$

Декодировать информацию из вектора  $\vec{x}$  можно осуществить следующим образом:

$$e_i = \vec{x} \cdot \vec{q}_i^T \quad (2.6)$$

Это легко доказать если рассмотреть выражение 2.3 и вспомнить, что собственные вектора ортогональны:

$$\begin{aligned} \vec{q}_k \cdot \vec{q}_i^T &= 0 \text{ при } i \neq k \\ \vec{q}_k \cdot \vec{q}_i^T &= 1 \text{ при } i \equiv k \end{aligned} \quad (2.7)$$

Таким образом, для декодирования информации на приемной стороне необходимо иметь полный набор собственных векторов, применяемый при кодировании информации, а так же знать правила преобразования бит передаваемой информации в информационные символы.

Необходимо отметить, что энергия вектора  $\vec{x}$ , в котором закодирована передаваемая информация, в заданном частотном интервале вычисляется согласно выражению вида:

$$E_{PP} = \sum_{i=1}^J e_i^2 \lambda_i \quad (2.8)$$

Таким образом, отличительной особенностью спектра данного вектора является практически полное отсутствие энергетических составляющих в требуемой полосе частот, в которой сосредоточена помеха. Это приводит практически к полной инвариантности передаваемой закодированной информации к воздействию сосредоточенных по спектру помех.

В свою очередь у данного метода кодирования информации есть следующий недостаток - необходимость хранения большой совокупности собственных векторов для каждого частотного интервала [34]. Это связано с тем, что полоса частот информационного сигнала разбивается на определенное число равных субполос, и при обнаружении в радиоканале в полосе частот соответствующей одной из них сосредоточенной по спектру помехи, сигнал синтезируется с минимумом энергии именно в этой субполосе, а для этого необходимо хранить в памяти приемника и передатчика наборы собственных векторов для каждого частотного интервала [34].

Сократить необходимое число собственных векторов можно, применив адаптивную квадратурную модуляцию. Замена квадратурного канала на синфазный, а синфазного на квадратурный приводит к развороту спектра информационного сигнала [43]. Таким образом, достаточно использовать

лишь те собственные вектора, которые были сформированы для половины частотных интервалов, что сократит общее число хранящихся в памяти собственных векторов вдвое. Однако для переноса спектра сигнала, в котором закодирована передаваемая информация, в высокочастотную область при помощи квадратурной модуляции необходимо сформировать соответствующий ему сигнал в синфазном канале для компенсации инверсного спектра на выходе квадратурного модулятора [87]. Далее представлены математические основы представления информационного сигнала в комплексной форме для последующей обработки квадратурным модулятором.

Опираясь на утверждение о том, что любой дискретный периодический сигнал можно представить виде суммы гармоник [87], можно получить следующее общее выражение:

$$s(k\Delta t) = a_0 + \sum_{n=1}^{N/2} [a_n \cos(\omega_n k\Delta t) + b_n \sin(\omega_n k\Delta t)]; \quad (2.9)$$

где  $\Delta t = T/N$  - период дискретизации,  $N$  – количество отсчетов;  $\omega_n = 2\pi n/\Delta t$  - круговая частота,  $T$  - период,  $a_n$  и  $b_n$  коэффициенты, определяемые следующим образом:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(\omega_n t) dt \approx \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k\Delta t) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right); \quad (2.10)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(\omega_n t) dt \approx \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k\Delta t) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right); \quad (2.11)$$

Если рассмотреть дискретное преобразование Фурье от сигнала, представленного виде вектора, 2.9 и сравнить с выражением 2.10 и 2.11 то получим [87]:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k\Delta t) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} s(k\Delta t) \cos\left(\frac{2\pi mk}{N}\right) - j \sum_{k=0}^{N-1} s(k\Delta t) \sin\left(\frac{2\pi mk}{N}\right) = a_n N/2 - j b_n N/2; \quad (2.12)$$

Известно, что симметричные относительно центральной частоты отсчеты спектра информационного вектора комплексно сопряжены. Получается фактически можно отбросить половину спектра, умножив при этом его первую половину на соответствующий коэффициент:

$$\tilde{S}(n) = \begin{cases} 2 * S(n), & n \leq N/2; \\ 0, & n > N/2 \end{cases}; \quad (2.13)$$

Теперь полученный дискретный спектр подставим в выражение для обратного дискретного преобразования Фурье:

$$\tilde{s}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{S}(n) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} = \sum_{n=0}^{N/2} (a_n - j b_n) e^{j\frac{2\pi nk}{N}}; \quad (2.14)$$

$$\text{Re}(\tilde{s}(k)) = a_0 + \sum_{n=1}^{N/2} \left[ a_n \cos\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) + b_n \sin\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \right]; \quad (2.15)$$

Исходя из выражения 2.15, реальная часть функции 2.14 полностью совпадает с выражением 2.9, а спектр самого информационного вектора будет иметь вид 2.13. Полученный вектор значений фактически является суммой комплексных экспонент и не имеет инверсной составляющей спектра, таким образом, он может быть использован при дальнейшем квадратурной модуляции согласно [87].

Как уже было отмечено выше взаимная замена квадратурного и синфазного каналов на входе квадратурного кодера приводит к развороту спектра результирующего информационного вектора. Это подтверждают результаты компьютерного моделирования, представленные на рисунках 2.5 и 2.6.

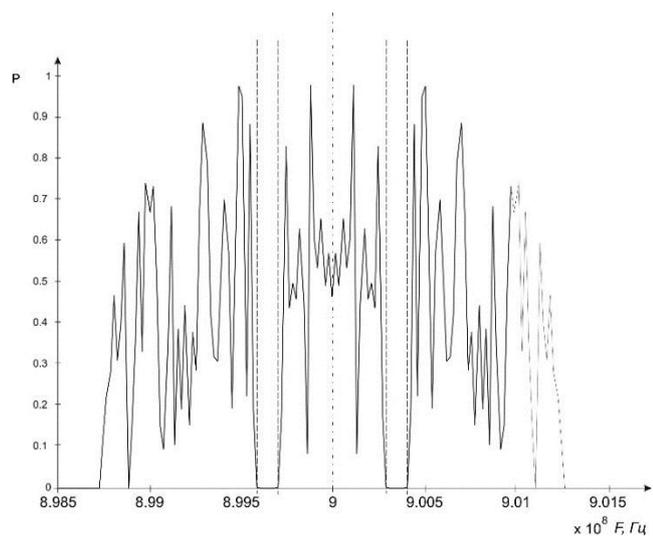


Рисунок 2.1 - Спектр сигнала при использовании обыкновенной амплитудной модуляции (частота несущей 900МГц).

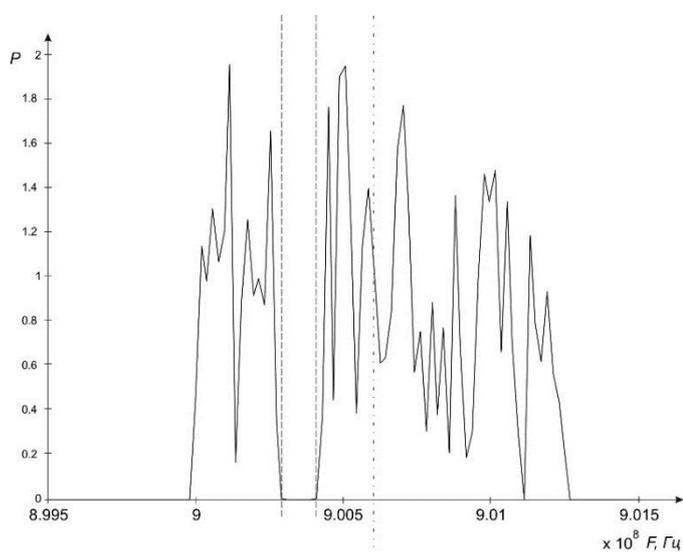


Рисунок 2.2 - Спектр сигнала при квадратурной модуляции (частота несущей 900 МГц).

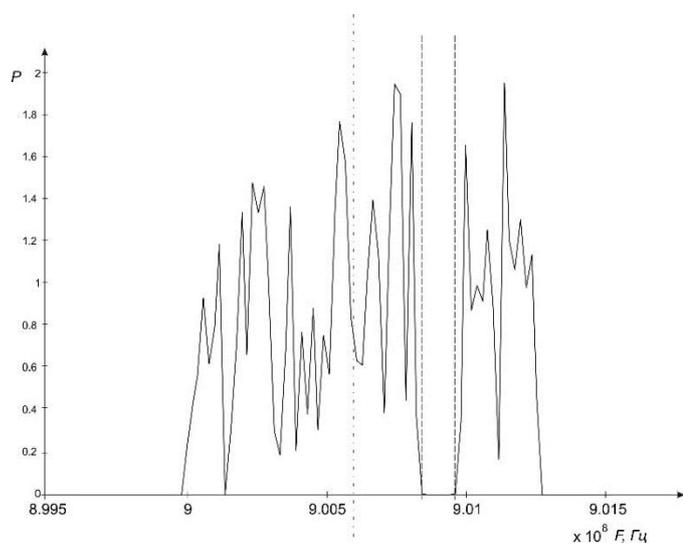


Рисунок 2.3 - Спектр сигнала при квадратурной модуляции с взаимной заменой квадратурного и синфазного каналов (частота несущей 901,25МГц).

Следует так же отметить, что для переноса информационного вектора, в требуемую полосу частот при взаимной замене квадратурного и синфазного каналов, необходимо подстраивать частоту несущего гармонического колебания на величину равную ширине полосы формируемого сигнала.

Так же следует отметить, что применение квадратурной модуляции информационного вектора позволяет уменьшить ширину спектра передаваемого информационного сигнала по физическому каналу. Это вытекает из выражения 2.13, а также подтверждается результатами экспериментов на рисунках 2.5 и 2.6.

## **2.2 Метод формирования сигналов, основанный на собственных векторах.**

Подводя итог всему выше сказанному, разработанный метод кодирования информации состоит из следующих этапов:

1. Предварительно производится формирование набора собственных векторов для первых восьми частотных интервалов, согласно следующим выражениям  $Q = (\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J)$  где  $\vec{q}_i$  - собственные вектора субполосных матриц

вида  $A_i = \{a_{m,n}^i\}, m, n = 1, \dots, L$  с элементами вида

$$a_{n,m}^i = \begin{cases} \frac{\sin[v_{2i}(m-n)] - \sin[v_{1i}(m-n)]}{\pi(m-n)}, & m \neq n \\ \frac{v_{2i} - v_{1i}}{\pi}, & m = n \end{cases};$$

2. Производится выборка собственных векторов собственные числа  $\lambda_i$ , которых меньше 0.008;

3. Полученную совокупность собственных векторов  $Q = (\vec{q}_1, \vec{q}_{l+1}, \dots, \vec{q}_J)$  подвергается преобразованию Фурье для определения энергетических спектров каждого вектора;

4. Согласно полученным энергетическим спектрам, определяется среднее значение энергии частотного интервала  $E_{cp}$  и энергия каждого частотного интервала  $E_j$  согласно выражениям 2.41 и 2.42;
5. Производится выборка собственных векторов, так что бы энергия каждого частотного интервала была в четыре раза меньше средней энергии:  
 $E_j < 4E_{cp}$ ;
6. Полученная выборка собственных векторов для 8 частотных интервалов сохраняется в памяти и используется в дальнейшем при кодировании информации;
7. Последовательность информационных бит, поступающая в каждый информационный канал, представляется в виде информационных символов  $\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_J)$ ;
8. Производится умножение каждого информационного символа  $e_i$  на отобранный собственный вектор  $q_i$ , полученные произведения суммируются в одну кодовую последовательность  $s$ ;
9. Производится преобразование Фурье кодовой последовательности  $s$  для получения энергетического спектра.
10. Энергетический спектр кодовой последовательности преобразуется согласно выражению 2.13;
11. Производится обратное преобразование Фурье модернизированного спектра кодовой последовательности, что приводит к формированию комплексного вектора, реальная часть которого становится квадратурной составляющей, а мнимая - синфазной;
12. Производится обработка квадратурной и синфазной составляющей в квадратурном модуляторе с последующей передачей полученного сигнала в информационный канал.

### 2.3 Метод обработки сигналов, основанный на собственных векторах.

В свою очередь метод декодирования состоит из следующих этапов:

1 Производится полосовая фильтрация принимаемого информационного сигнала на выходе информационного канала;

2 Осуществляется выделение огибающей квадратурной составляющей кодового сигнала умножением на высокочастотное колебание с последующей фильтрацией фильтром низких частот;

3 Производится цифро-аналоговое преобразование квадратурной составляющей кодового сигнала;

4 Полученная кодовая последовательность перемножается с каждым из собственных векторов, такими же, как использовались при кодировании информации:  $e_i(k) = x(k)q(k)$ ;

5 Последовательности отсчетов, полученные при перемножении отсчетов кодовой последовательности и отсчетов собственных векторов, суммируются для вычисления информационного символа:  $e_i = \sum_{k=1}^N x(k)q(k)$ ;

6 Полученный символ, декодируется в виде последовательности бит и поступает в соответствующий приемник информации.

### 3 ПОСТРОЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ОСНОВАННОЙ НА СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРАХ СУБПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ

#### 3.1 Алгоритм кодирования информации, основанный на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами

Согласно разработанному методу кодирования информации, представленному во второй главе, в качестве основы для формирования кодовых сигналов был принят математический аппарат собственных векторов субполосных матриц, основные выражения которого представлены ниже.

Кодирование информации происходит в несколько этапов, первый из которых это определение значений собственной матрицы для соответствующего частотного интервала. Частотный интервал определяется с учетом локализации узкополосной помехи предварительным тестированием информационного канала.

$A_r = \{a_{ik}\}$  - субполосная матрица, соответствующая  $r$ -ому частотному интервалу с элементами вида:

$$a_{ik}^r = \frac{\sin[v_r(i-k)] - \sin[v_{r-1}(i-k)]}{\pi(i-k)}, \text{ при } i \neq k \quad (3.1)$$

$$a_{ii}^r = \frac{v_r - v_{r-1}}{\pi} \quad (3.2)$$

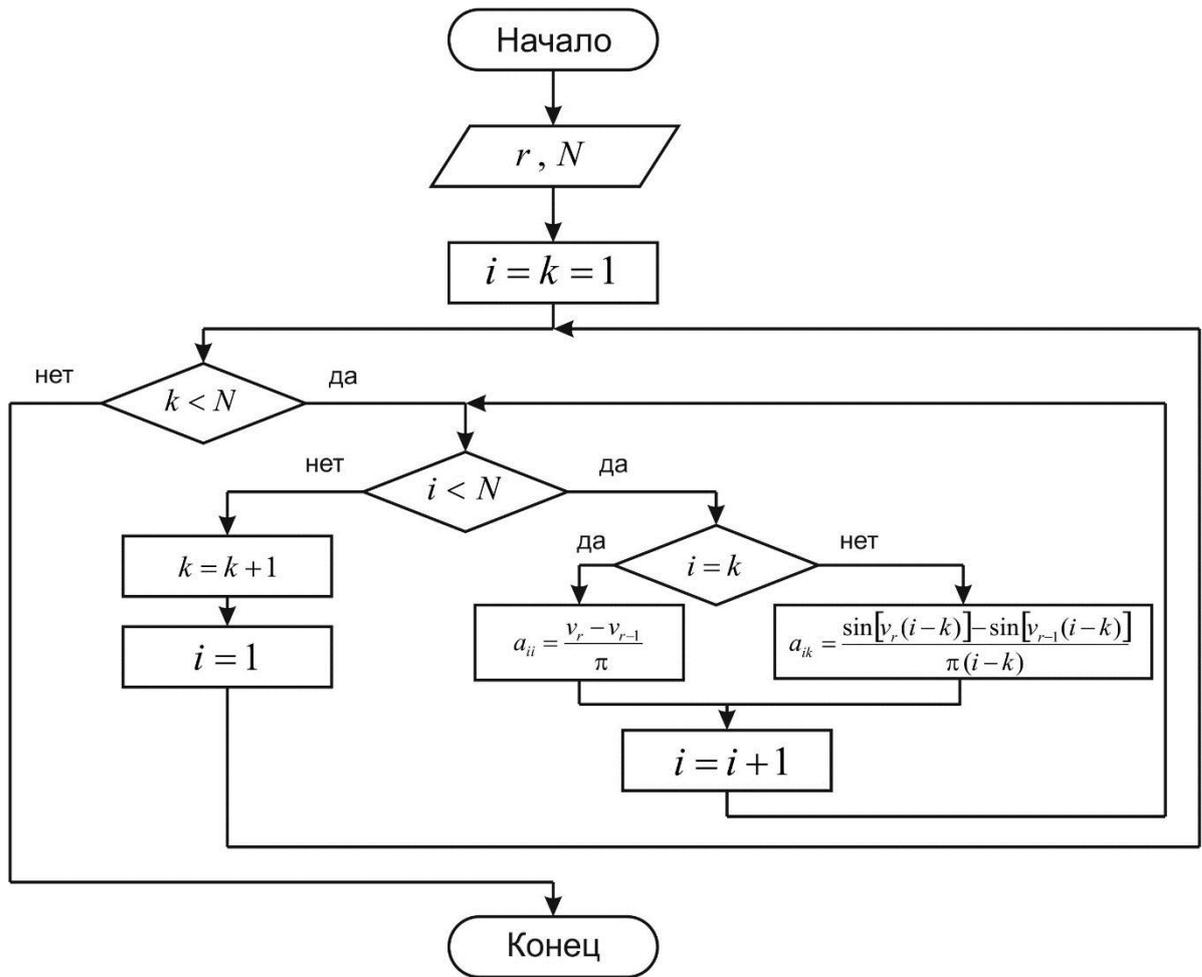


Рисунок 3.1 – Алгоритм расчета субполосной матрицы.

Следующий этап кодирования информации - это определение и выборка собственных векторов субполосной матрицы  $A_r$ , удовлетворяющих условиям, описанным во второй главе. Опираясь на полученную субполосную матрицу, определяются для неё собственные вектора  $\bar{q}_j$  и собственные числа  $\lambda_j$  методом прямоугольников. Далее отбираются собственные вектора, собственные числа которых меньше 0.008.

$$0.008 > \lambda_j > \lambda_{j+1} > \dots > \lambda_N \approx 0, \quad (3.3)$$

где:  $j=1, \dots, N$ .

Собственные вектора для каждого частотного интервала рассчитываются единожды и сохраняются в регистрах памяти, что позволит существенно ускорить работу общего алгоритма (так как алгоритм расчета

собственных векторов в процессе формирования сигнала используется только в самом начале при инициализации алгоритма).

После формирования совокупности собственных векторов из общего количества выбираются только те вектора, энергетические составляющие которых распределены равномерно вне требуемой полосы частот. Для этого энергетический спектр каждого собственного вектора рассчитывается следующим образом:

$$Q(k) = \sum_{h=1}^N q(h) \exp\left(-\frac{2\pi}{N} * (h-1) * (k-1)\right), \quad (3.4)$$

затем определяется средняя энергия по частотным интервалам и энергия каждого частотного интервала.

$$E_{cp} = \frac{\sum_{k=1}^N Q^2(k)}{H}, \quad (3.5)$$

$$E_j = \sum_{k=j*H}^{(j+1)*H} Q^2(k), \quad (3.6)$$

где  $H$  – количество отчетов в спектре, приходящихся на один частотный интервал.

Затем сравнивается энергия, сосредоточенная в каждом частотном интервала собственного вектора, со средней энергией и если энергия интервала не превышает в 4 раза значение средней энергии, выносится решение, что собственный вектор имеет равномерное распределение энергетических составляющих спектра.

На основе рассмотренных выше математических выражениях был разработан следующий алгоритм расчета и выборки собственных векторов.

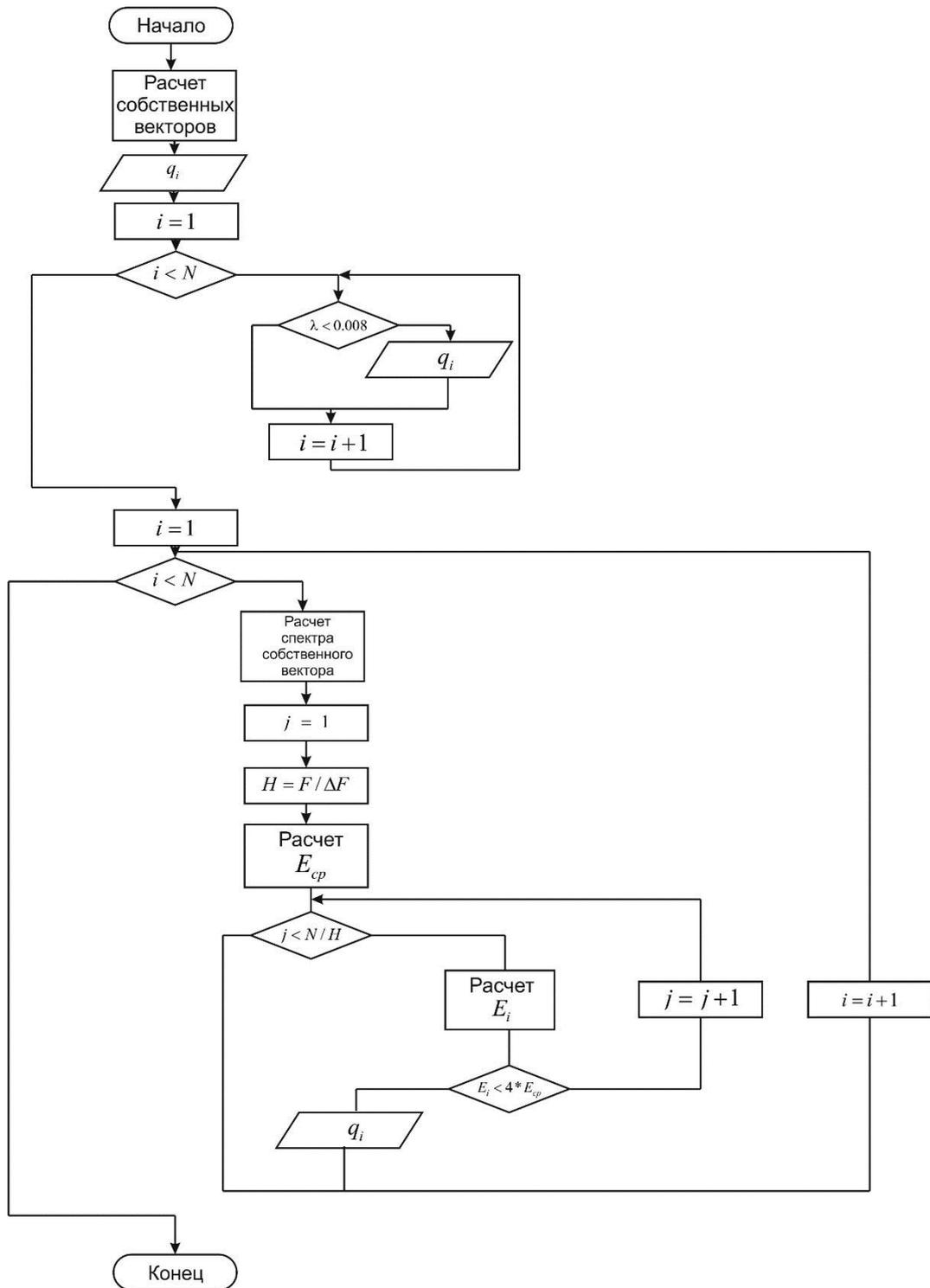


Рисунок 3.2 - Блок-схема алгоритма расчета и выборки собственных векторов субполосной матрицы  $A_r$  с малыми собственными числами

Если рассмотреть представленный выше алгоритм, то фактически в процессе его исполнения перебираются все вектора, рассчитываются их спектры и отбираются по форме спектра подходящие вектора, удаляя из памяти вектора, не удовлетворяющие критерию отбора. Таким образом,

выделяются из совокупности векторов с собственными числами меньше определенного значения (0.008) собственные вектора, спектр которых распределен равномерно вне требуемой полосы частот.

Математические основы кодирования информации были рассмотрены в пункте 2.1, согласно рассмотренным в данном пункте выражениям кодирование информации производится следующим образом:

$$\vec{s} = Q \cdot \vec{e}; \quad (3.7)$$

где:  $\vec{s}$  - сформированный информационный сигнал;

$\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_J)$  - информационный вектор;

$e_j$  - информационные символы.

Для передачи полученной закодированной последовательности производится быстрое преобразование Фурье. Энергетический спектр последовательности преобразуется следующим образом:

$$S_i = \begin{cases} S_i & \text{при } i = 1 \\ 2S_i & \text{при } 1 < i \leq N/2; \\ 0 & \text{при } i > N/2 \end{cases} \quad (3.8)$$

После обратного преобразования Фурье мы получаем последовательность в комплексном виде, где реальная часть совпадает с исходной кодовой последовательностью. Для осуществления квадратурной модуляции производится цифро-аналоговое преобразование реальной и мнимой части полученной кодовой последовательности. Полученные сигналы поступают на квадратурный модулятор. После чего фильтруются и передаются в информационный канал. Алгоритм кодирования информации представлен на следующем рисунке.

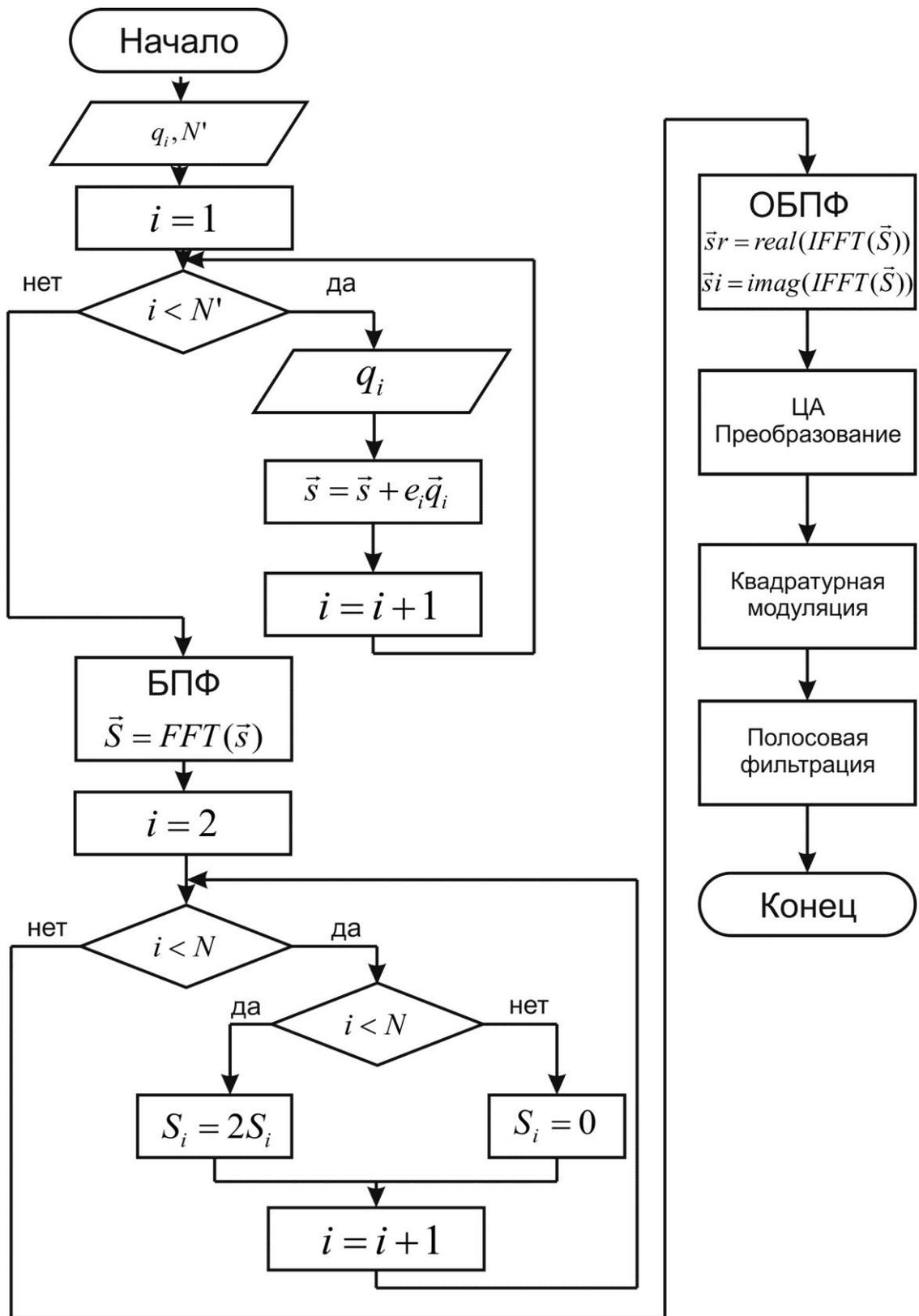


Рисунок 3.3 - Блок-схема алгоритма кодирования информации с использованием собственных векторов субполосной матрицы.

Обобщенный алгоритм кодирования информации представлен на следующем рисунке.

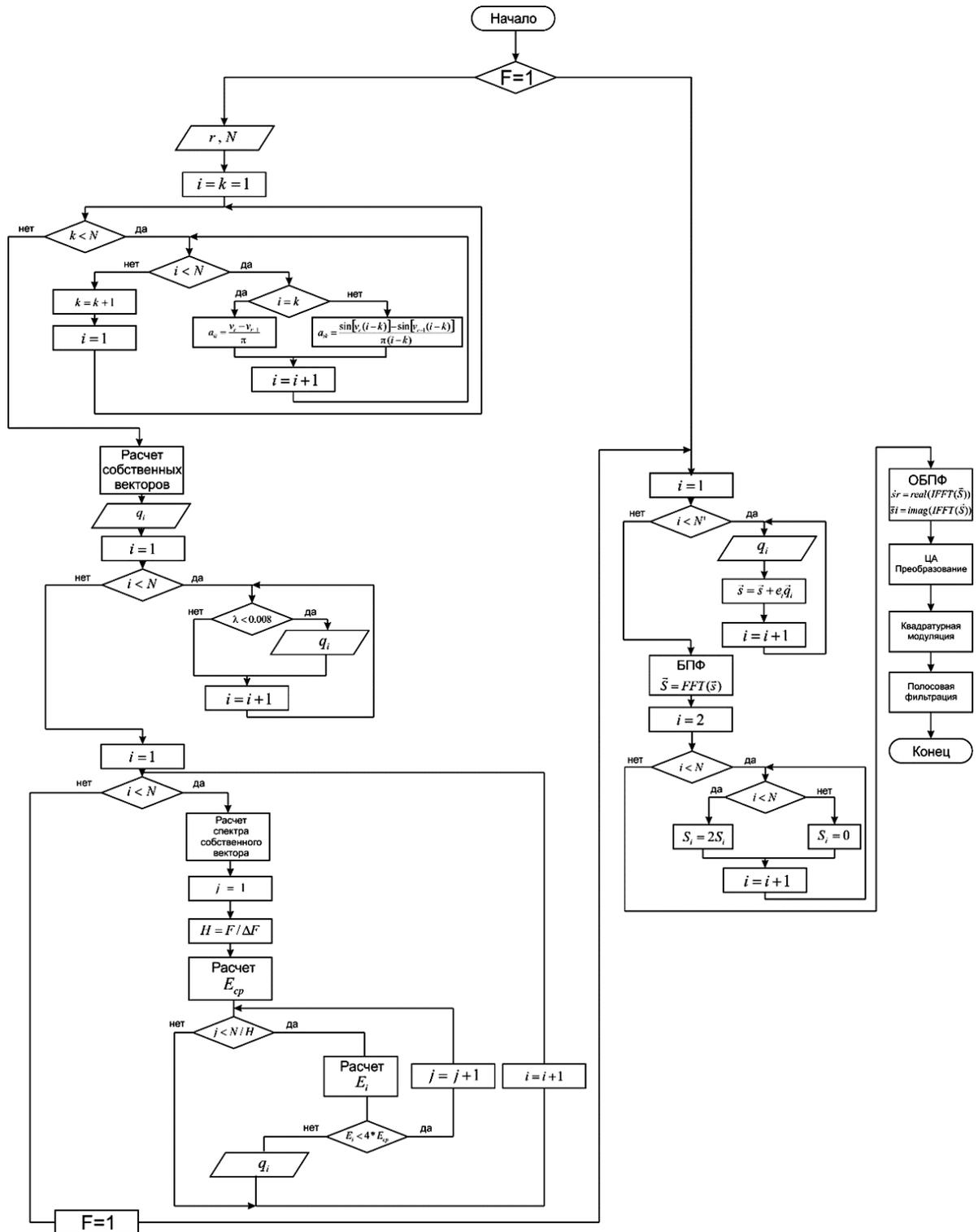


Рисунок 3.4 – Обобщенный алгоритм кодирования информации.

Краткое описание обобщенного алгоритма кодирования информации с применением собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами:

1. Выполняется ввод исходных данных,  $F_n, N, r, F_d$ .
2. Если набор собственных векторов не был вычислен и сохранен в регистры памяти, тогда производится операция вычисления.
3. Вычисляются элементы матрицы (3.1, 3.2)
4. Вычисляются собственные векторы матриц ;
5. Производится выборка собственных векторов с собственными числами меньше 0.008;
6. Производится выборка собственных векторов с равномерным спектральным распределением
7. Полученный набор векторов записывается в регистр;
8. Устанавливается переменная  $F$  в значение 1.
9. Умножается вектор информационных символов, которые подлежат передачи на собственные векторы, согласно выражению 3.7;
10. Производится быстрое преобразование Фурье;
11. Полученный спектр преобразуется согласно выражению 3.8;
12. Производится обратное преобразование Фурье;
13. Производится мультиплексирование сигнала на реальную и мнимую компоненту;
14. Обрабатывается ЦАПом реальная и мнимая компонента;
15. Умножаются на косинусное и синусное колебание несущей частоты;
16. Суммирование полученных сигналов и передача их в информационный канал;

### 3.2 Алгоритм декодирования информации, основанный на применении собственных векторов

Алгоритм декодирования информации так же как алгоритм кодирования производится в несколько этапов. Первым этапом является расчет субполосной матрицы и собственных векторов, соответствующих ей, при условии, что данная операция не была произведена при инициализации алгоритма. Алгоритм расчет элементов собственной матрицы не отличается от алгоритма, применяемого при кодировании информации (рисунок 3.1).

Однако алгоритм расчета и выборки собственных векторов отличается значительно, прежде всего, потому, что набор векторов в устройстве кодирования и декодирования информации должен быть одинаков. В связи с этим, выборка собственных векторов производится по порядковым номерам, переданным вместе с закодированными данными по информационному каналу. Так же вместе с информационными данными передается информация о частотном интервале с минимумом энергии. Алгоритм расчета и отбора собственных векторов представлен на следующем рисунке.

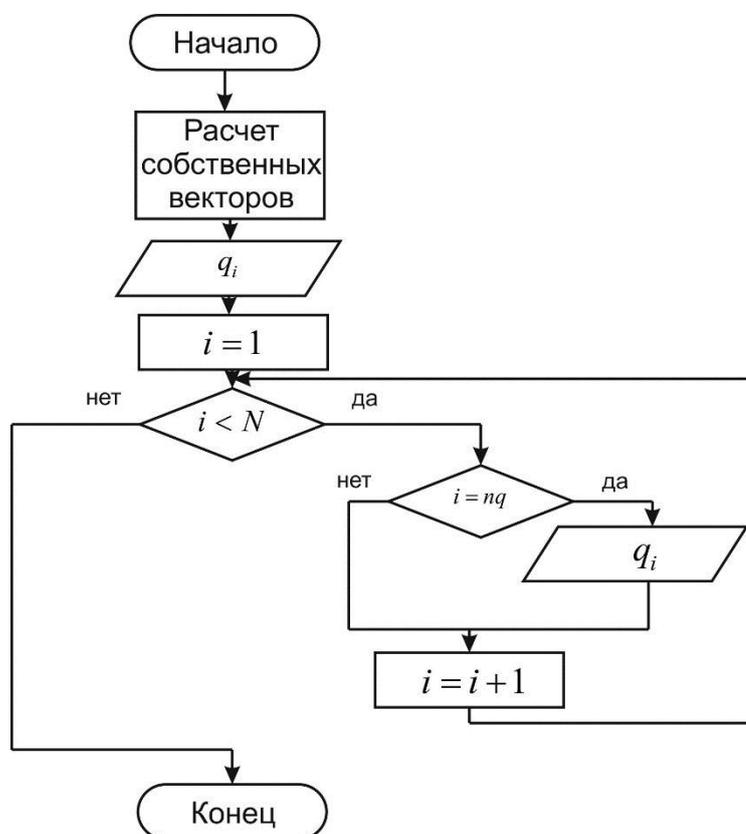


Рисунок 3.4 –Алгоритм расчета и выборки собственных векторов.

Собственные вектора для каждого частотного интервала рассчитываются однократно и сохраняются в регистрах памяти, что позволяет существенно ускорить работу общего алгоритма (так как алгоритм расчета собственных векторов в процессе формирования сигнала используется только при инициализации общего алгоритма).

После формирования совокупности собственных векторов из общего количества выбираются только те вектора, порядковые номера которых удовлетворяют данным полученным от кодера ( $nb$ ).

Процесс декодирования информации согласно разработанному алгоритму состоял из двух частей. Первая часть алгоритма это – обработка высокочастотного аналогового сигнала с дальнейшим преобразованием его в дискретную последовательность. Вторая часть это непосредственно получение информационных символов из полученной дискретной кодовой последовательности с применением собственных векторов.

На финальном этапе кодирования информации использовалась квадратурная модуляция. Однако при декодировании нет необходимости использовать алгоритм квадратурной демодуляции. Это связано с тем, что для последующего декодирования данных необходимо использовать последовательность, передаваемую по квадратурному каналу. Таким образом, достаточно перемножить входной сигнал с высокочастотным гармоническим колебанием, синхронизированным по фазе с используемым при кодировании, а затем осуществить фильтрацию низкочастотным фильтром с шириной полосы 1.25 МГц. Последовательность, полученная после дискретизации сигнала, и будет кодовой последовательностью.

Второй этап обработки широкополосного сигнала это выделение информационных бит из цифрового сигнала. Согласно математическим выражениям, представленным в пункте 2.1, выражение для обработки сигнала на основе собственных векторов субполосных матриц должно иметь следующий вид:

$$e_i = \vec{x}\vec{q}_i; \quad (3.9)$$

где:  $\vec{s}$  - принятая закодированная последовательность;

$e_j$  - информационные биты или символы  $m$ -го алфавита, эквивалентные строго определенным битовым последовательностям.

Основываясь на всем вышесказанном, был разработан следующий алгоритм.

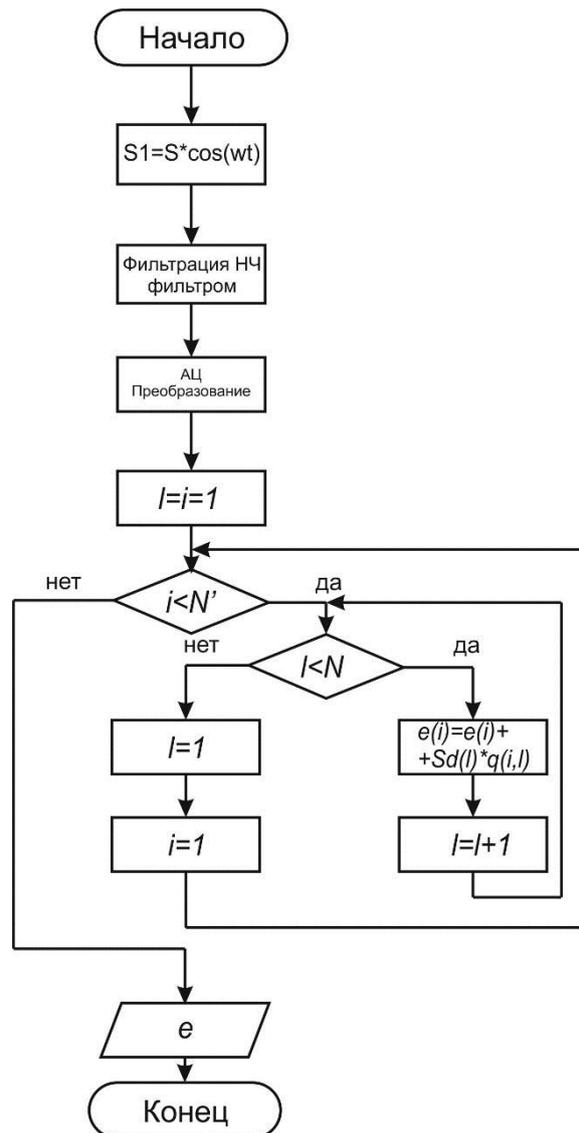


Рисунок 3.5 – Блок схема алгоритма декодирования информации.

Обобщенный алгоритм декодирования информации с применением собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами представлен на рисунке 3.6. Следует отметить, что полученный алгоритм, соответствует декодированию одного символа (для каждого

канала). Символ в данном случае может быть одним битом или символом  $m$ -го алфавита. Для обеспечения непрерывного приема информации необходимо данный алгоритм выполнить для каждого символа, то есть повторять алгоритм циклически, при этом расчет собственных векторов происходит каждый раз после смены частотного интервала. Частотный интервал с минимальной концентрацией энергии выбирался, исходя из помеховой обстановки, для обеспечения инвариантности к сосредоточенной по спектру помехе.

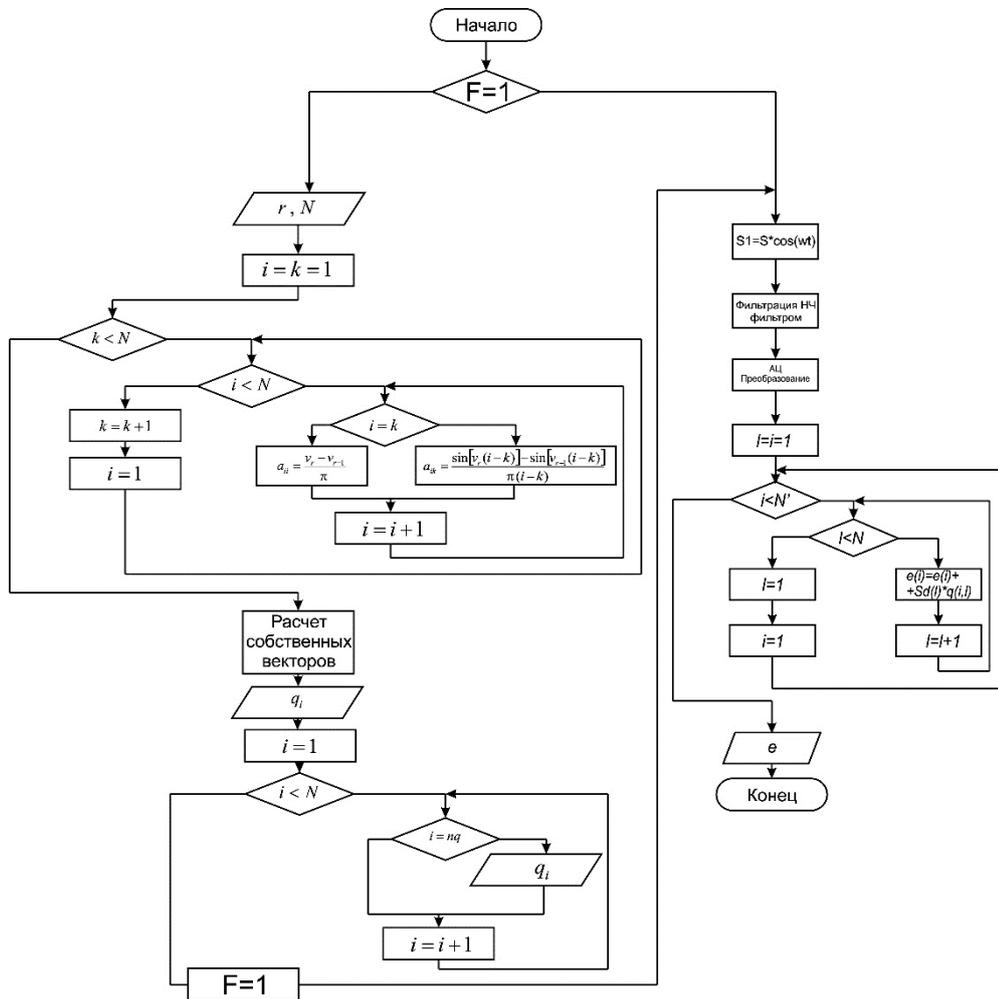


Рисунок 3.6 – Обобщенный алгоритм декодирования информации разработанным методом.

Краткое описание обобщенного алгоритма декодирования информации с применением собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами:

1. Выполняется ввод исходных данных,  $F_n, N, nq, r$ .
2. Если собственные векторы не были вычислены и сохранены в регистры памяти, тогда производится операция их вычисления.
3. Вычисляются элементы матрицы (3.1, 3.2)
4. Вычисляются собственные векторы матриц;
5. Производится выборка собственных векторов согласно предоставленным данным кодера ( $nq$ );
6. Полученный набор собственных векторов записывается в регистр;
7. Устанавливается переменная  $F$  в значение 1.
8. Прием сигнала;
9. Перемножение принятого сигнала с гармоническим колебанием нужной частоты и фазы;
10. Фильтрация сигнала НЧ фильтром;
11. Аналого-цифровое преобразование сигнала;
12. Умножение полученной дискретной последовательности на собственные векторы субполосной матрицы;
13. Декодирование символов;

### **3.3 Общее описание компонентов компьютерной модели.**

На основе рассмотренных выше алгоритмов формирования и обработки сигналов, в среде LabView была разработана компьютерная модель, которая полностью отражает процесс передачи информации в системе связи, основанной на собственных векторах субполосной матрицы.

Прежде всего необходимо отметить из каких блоков состоит данная компьютерная модель и какими функциональными особенностями она обладает. Данная компьютерная модель состоит из пяти блоков, а именно: блока формирования собственных векторов, блока модуляции, блока моделирования влияния многолучевых искажений, блока моделирования влияния белого шума, блока демодуляции. Блоки моделирования влияния многолучевых искажений и белого шума являются стандартными блоками

среды моделирования LabViewW. Оставшиеся блоки были разработаны в процессе построения модели и являются самостоятельными подпрограммами, которые могут быть использованы в других моделях.

Кроме этих блоков модель имеет возможность изменять исходные параметры моделирования.

1. Sample per second – частота дискретизации;
2. N – количество отсчетов собственных векторов;
3. dN – увеличение по длительности сигнала;
4. NC – количество фреймов сигнала;
5. Alpha – максимально допустимые значения собственных чисел;
6. f – начальная частота частотного интервала с минимальной энергией сигнала ;
7. df – ширина частотного интервала с минимальной энергией сигнала;
8. M – размер алфавита, используемого для модуляции;
9. Profile length – длительность многолучевых замираний;
10. Rician parameter – отношение мощности прямого электромагнитного луча к мощности отраженных лучей;

Ниже представлена панель управления компьютерной модели.

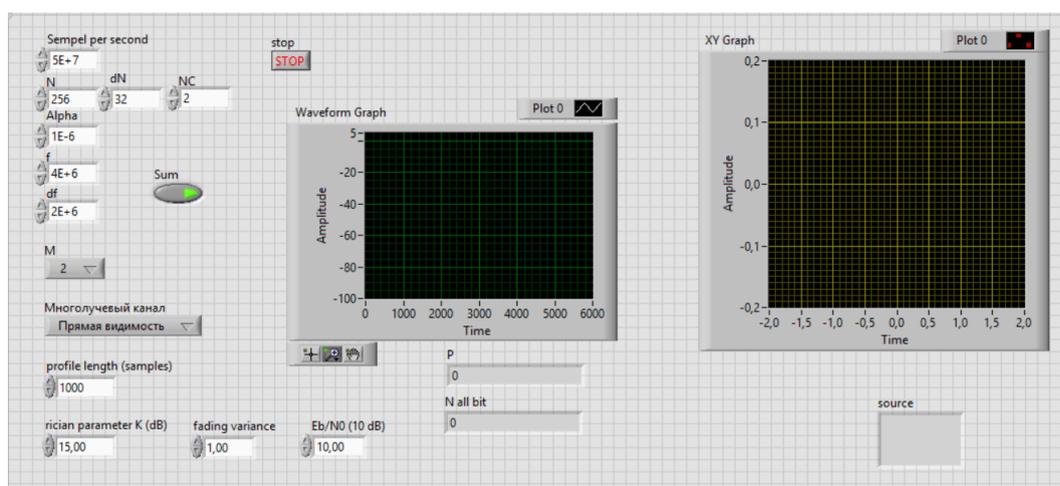


Рисунок 3.7 – Панель управления компьютерной модели

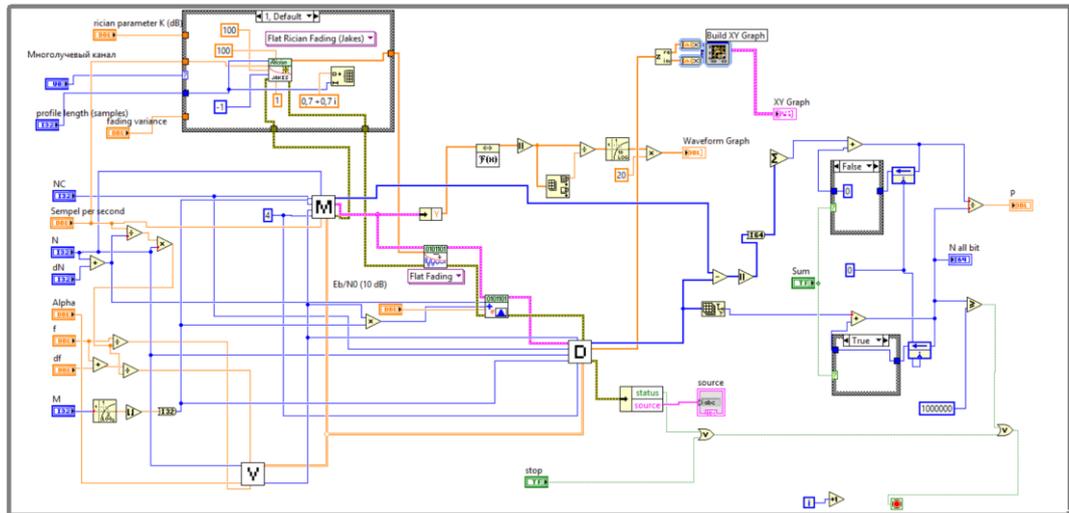


Рисунок 3.8 – Схема компьютерной модели.

Кроме этого модель имеет возможность сравнивать исходную последовательность бит с полученной после демодуляции, что позволяет оценить количество ошибочных бит по отношению к общему количеству принятых.

$$P_{ош} = \frac{n_{ош}}{n_{об}}, \quad (3.10)$$

где  $n_{ош}$  – количество бит информации, декодированных с ошибкой;  
 $n_{об}$  – общее количество переданных бит информации.

Процесс формирования информационного сигнала, моделирования искажений сигнала и его последующей демодуляции повторяется многократно до тех пор, пока общее количество переданных бит не достигнет определенной заранее заданной величины либо не будет прервано пользователем модели. Обычно процесс моделирования передачи информации заканчивается при 10000000 переданных бит. Результаты помехоустойчивости системы передачи информации, основанных на собственных векторах субполосной матрицы будут приведены в следующей главе.

### 3.4 Блок модуляции.

На основе алгоритма обработки информации был разработан блок модуляции. Данный блок имеет следующие входные параметры

1. Mbit – количество бит на собственный вектор;
2. N – количество отсчетов собственных векторов;
3. NC – количество фреймов сигнала;
4. S/s – частота дискретизации;
5. NV – количество собственных векторов;
6. NS – количество синхровекторов.

Основная функция данного блока сформировать случайную битовую информационную последовательность и закодировать эту битовую последовательность с использованием собственных векторов в субполосной матрицы. В связи с этим на выходе данного блока мы получаем следующий сигнал:

1. BitRate – поток бит;
2. Output Cluster – информационный сигнал на выходе модулятора;
3. Error out – кластерная переменная содержащая информацию об ошибках, возникших в процессе модуляции.

Ниже представлена панель управления блока модуляции.

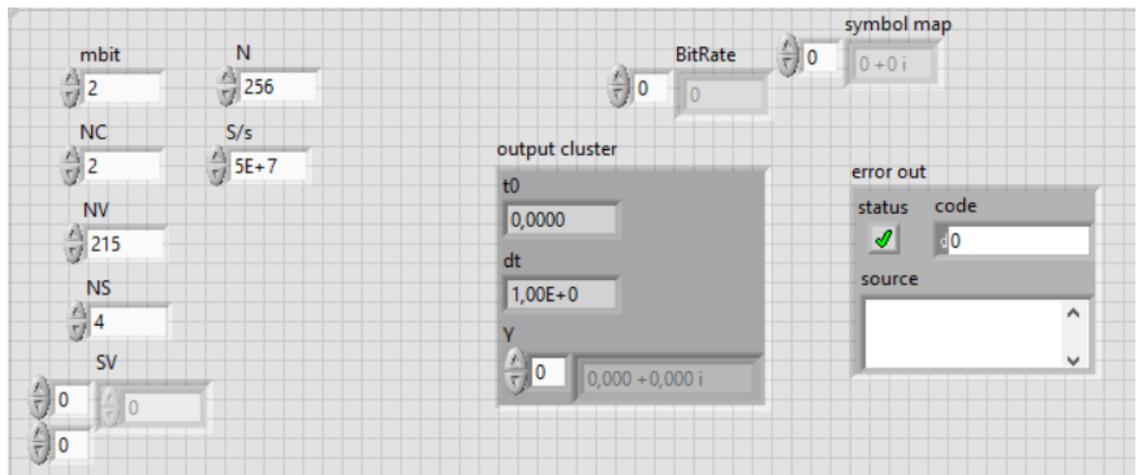


Рисунок 3.9 – Панель управления блока модуляции.

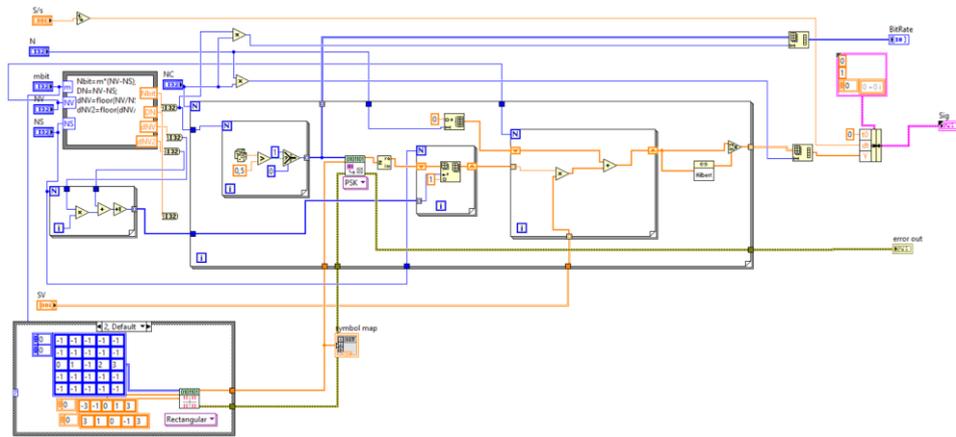


Рисунок 3.10 – Схема блока модуляции.

### 3.4 Блок демодуляции.

На основе алгоритма обработки информации был построен блок демодуляции, задачей которого является обработка искаженного информационного сигнала и декодирование информацией, содержащейся в данном сигнале. В связи с этим данный блок имеет следующие входные параметры:

- NV – количество собственных векторов;
- NS – количество синхровекторов;
- NC – количество фреймов сигнала;
- N – количество отсчетов собственных векторов;
- Mbit – количество бит на собственный вектор;
- Error in – кластерная переменная содержащая в себе информацию об ошибках работы предыдущего блока;
- Sig – искаженный информационный сигнал;
- SV – матрица собственных векторов.

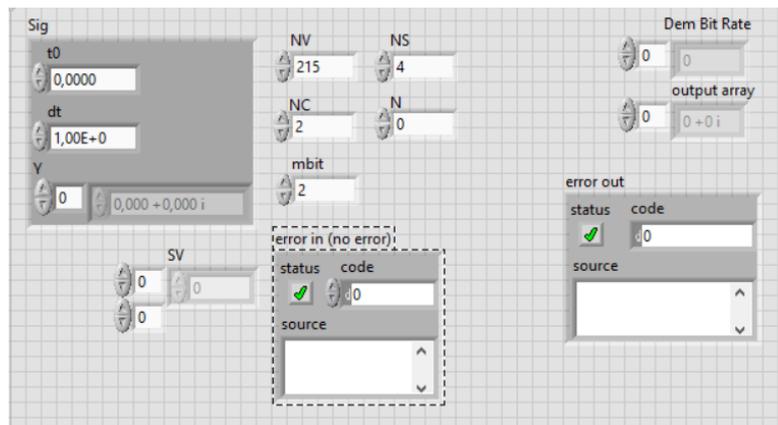


Рисунок 3.11 – Панель управления блока демодуляции

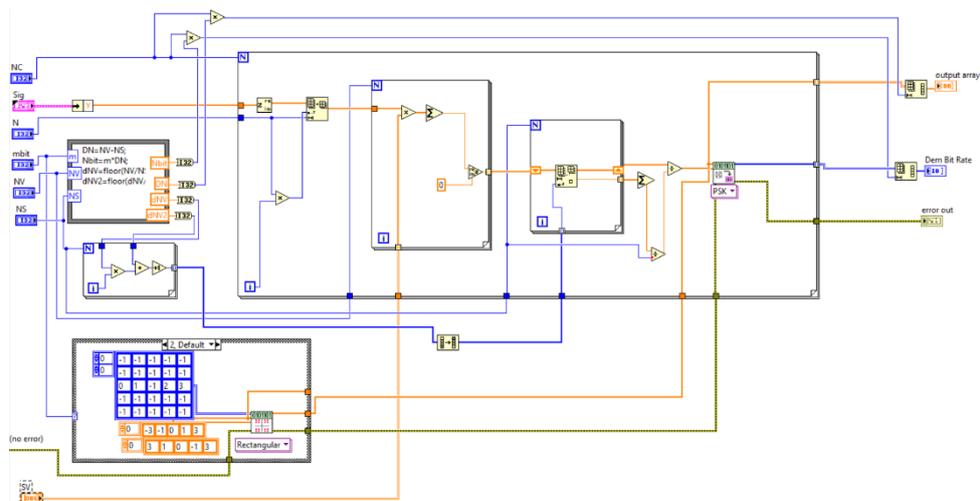


Рисунок 3.12 – Схема управления блока демодуляции

В свою очередь на выходе блока демодуляции у нас присутствуют два выходных сигнала:

Dem Bit Rate - поток бит, полученных в результате демодуляции

Output array – поток символов, полученных в результате демодуляции;

Error out – кластерная переменная содержащая информацию об ошибках, возникших в процессе модуляции.

### 3.5 Блок формирования собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами.

Данный блок необходим для формирования собственных векторов с малыми собственными числами и имеет следующие исходные параметры:

$N$  – количество отсчетов в собственном векторе;

$\alpha$  – максимально допустимые значения собственных чисел для выбираемы собственных векторов;

$v_1$  – нормированная частота начала частотного интервала с минимумом энергии собственного вектора;

$v_2$  – нормированная частота конца частотного интервала с минимумом энергии собственного вектора.

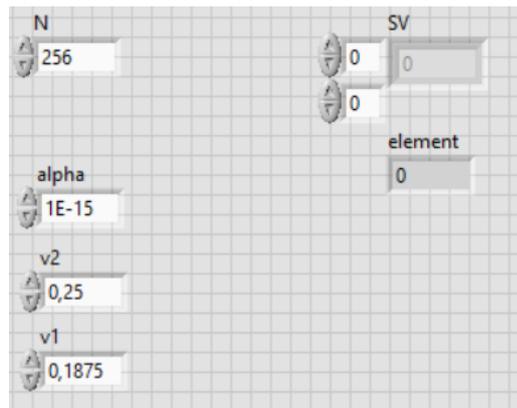


Рисунок 3.14 – Панель управления блока формирования собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами

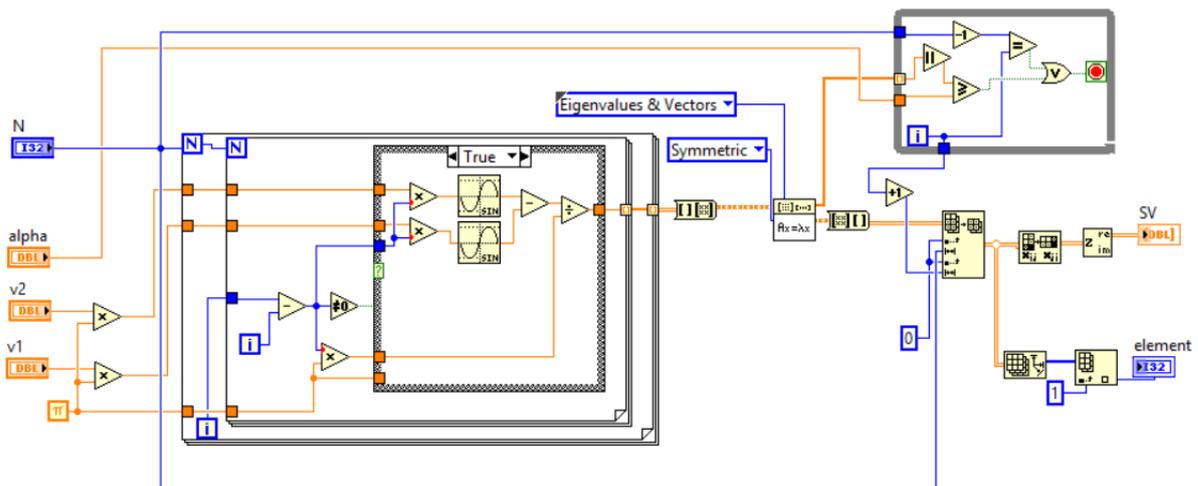


Рисунок 3.14 – Схема блока формирования собственных векторов субполосной матрицы с малыми собственными числами

Выходными параметрами данного блока является массив собственных векторов субполосной матрицы с собственными числами меньше  $\alpha$ , а также количество полученных собственных векторов.

## 4 ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ СУПОЛОСНОЙ МАТРИЦЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ЗАМИРАНИЙ В КАНАЛЕ

### 4.1 Помехоустойчивость системы связи в отсутствии многолучевых искажений.

Были проведены эксперименты для исследования помехоустойчивости в отсутствии многолучевых искажения в зависимости от отношения энергии сигнал к односторонней спектральной плотности белого шума. Результаты экспериментов приведены в таблице 4.1

Таблица 4.1 – Вероятность ошибки системы связи в отсутствии многолучевых искажений

E/N	-10	0	10	20	30	40
P	0.448948	0.193789	0.00139368	0	0	0

Для наглядности результатов был построен график.

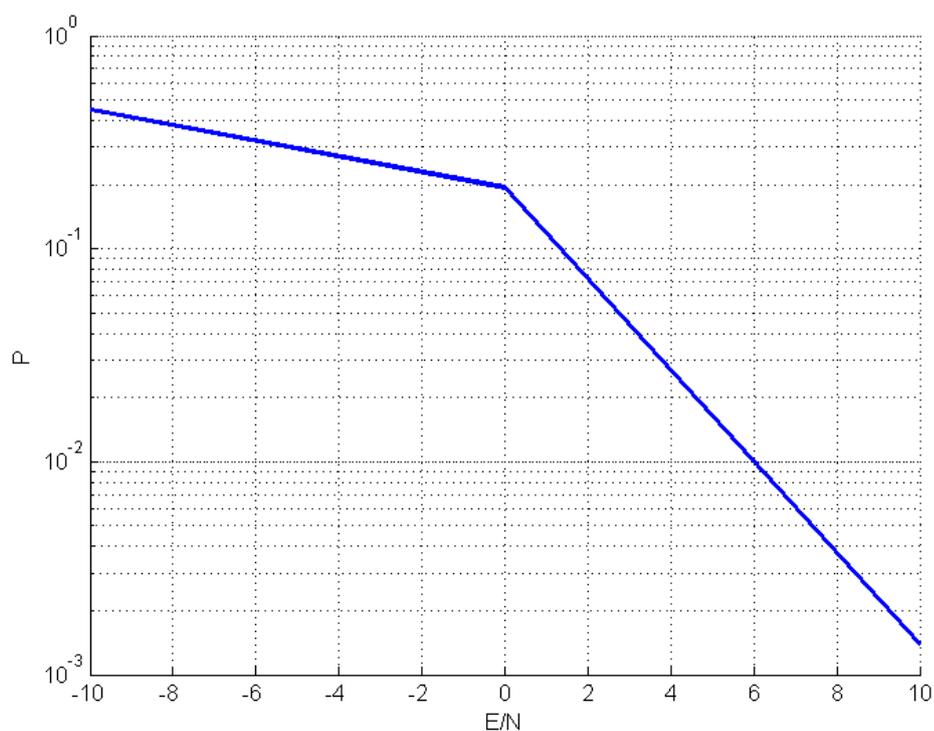


Рисунок 4.1 – Вероятность ошибки системы связи в отсутствии многолучевых искажений

Как видно из результатов экспериментов с увеличением отношения  $E/N$  вероятность возникновения ошибки при передаче информации падает. Следует отметить что, при отношении  $E/N$  превышающем 20 dB на 10000000 бит не возникает ни одной ошибки.

#### 4.2 Помехоустойчивость системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам.

Были проведены эксперименты для исследования помехоустойчивости системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам. В зависимости от частоты возникновения замираний и от отношения сигнал шума менялось вероятность ошибки. В процессе моделирование изменялись такие исходные параметры, как размер алфавита, используемого для модуляции, и ширина частотного интервала с минимальной энергией сигнала. Результаты моделирования представлены ниже в таблицах

Таблица 4.2 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=2E+6$

Profile length \ E/N	E/N					
	-10	0	10	20	30	40
256	0.499516	0.499591	0.500356	0.499272	0.499939	0.499521
512	0.479905	0.385988	0.286587	0.263431	0.265197	0.260522
1024	0.476007	0.381732	0.283774	0.247684	0.246205	0.245487
2048	0.475814	0.35113	0.240809	0.212672	0.206593	0.219441

Таблица 4.3 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=4E+6$

E/N \ Profile length	-10	0	10	20	30	40
256	0.499801	0.499304	0.500615	0.500237	0.500872	0.500023
512	0.48082	0.384278	0.285907	0.264221	0.259534	0.262949
1024	0.477494	0.385213	0.274575	0.24242	0.242593	0.245495
2048	0.472621	0.359626	0.240371	0.208287	0.210657	0.213779

Таблица 4.4 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=8E+6$

E/N \ Profile length	-10	0	10	20	30	40
256	0.500457	0.500247	0.50008	0.499892	0.500122	0.500976
512	0.481593	0.382577	0.27761	0.267551	0.264354	0.256293
1024	0.477486	0.380525	0.282941	0.245833	0.245924	0.238638
2048	0.473962	0.355262	0.234383	0.21599	0.210277	0.22074

Таблица 4.5 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=2E+6$

E/N \ Profile length	-10	0	10	20	30	40
256	0.499078	0.500113	0.499709	0.499835	0.50105	0.499999
512	0.493401	0.454752	0.427106	0.409078	0.416527	0.408801
1024	0.488977	0.449969	0.403074	0.38359	0.382826	0.381206
2048	0.49182	0.436055	0.355531	0.338554	0.340208	0.330177

Таблица 4.6 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=4E+6$

E/N \ Profile length	-10	0	10	20	30	40
256	0.500104	0.501115	0.500075	0.499586	0.50043	0.501871
512	0.490027	0.454964	0.420508	0.411153	0.402805	0.404173
1024	0.489656	0.453336	0.406023	0.379835	0.37818	0.374131
2048	0.489367	0.432166	0.359951	0.336578	0.334017	0.32845

Таблица 4.7 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=4E+6$

E/N \ Profile length	-10	0	10	20	30	40
256	0.499952	0.500202	0.500179	0.500521	0.499861	0.500926
512	0.493353	0.45668	0.419583	0.406559	0.406135	0.413015
1024	0.490659	0.451354	0.395403	0.376818	0.374753	0.375816
2048	0.490937	0.437091	0.367366	0.339226	0.342368	0.338765

Для наглядности результатов были построены графики вероятности ошибки системы связи при передаче по Рэлеевским каналам

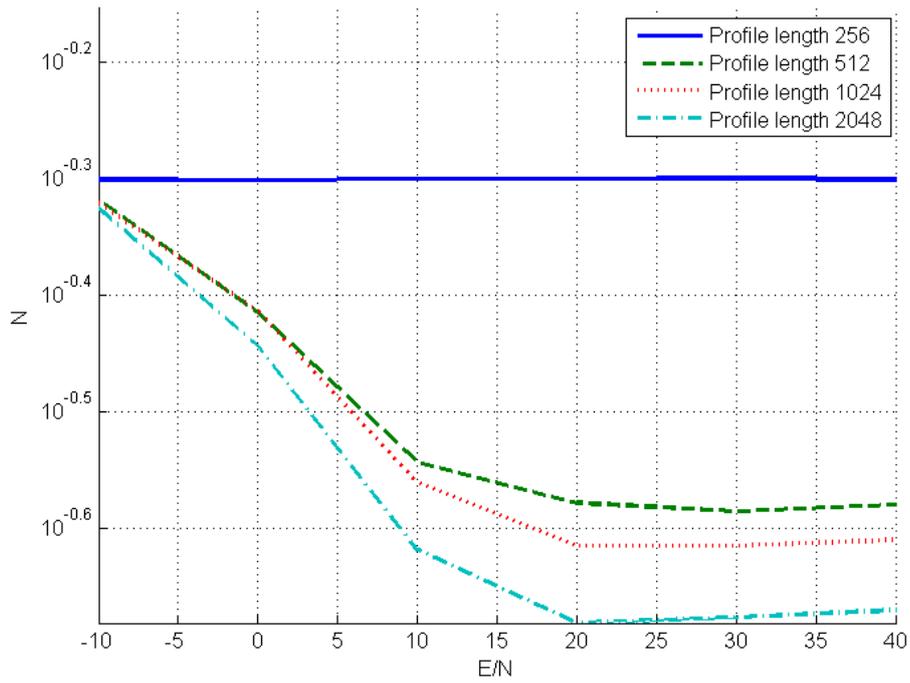


Рисунок 4.2 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=2E+6$

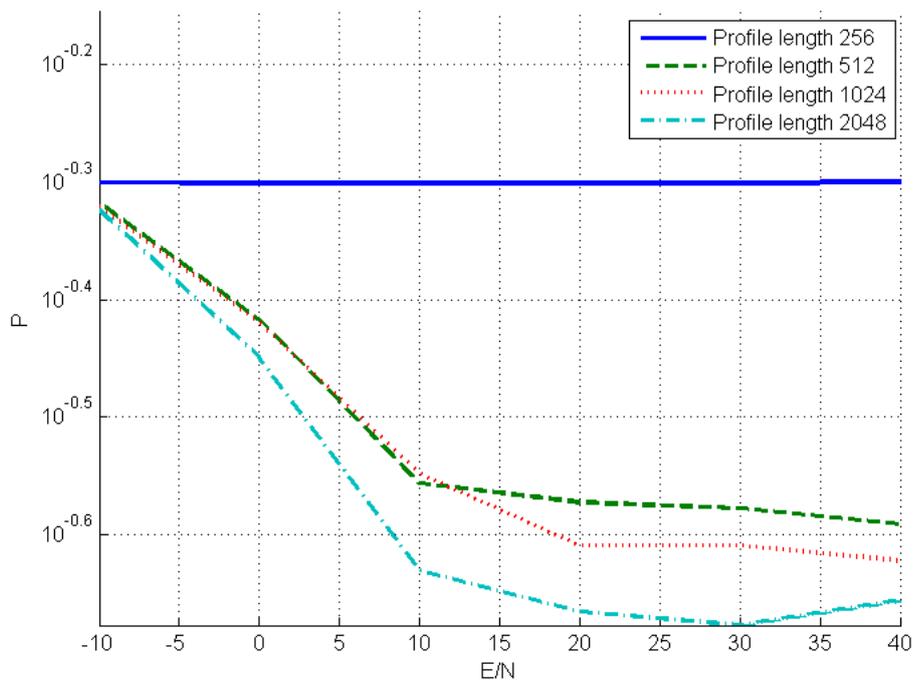


Рисунок 4.3 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=4E+6$

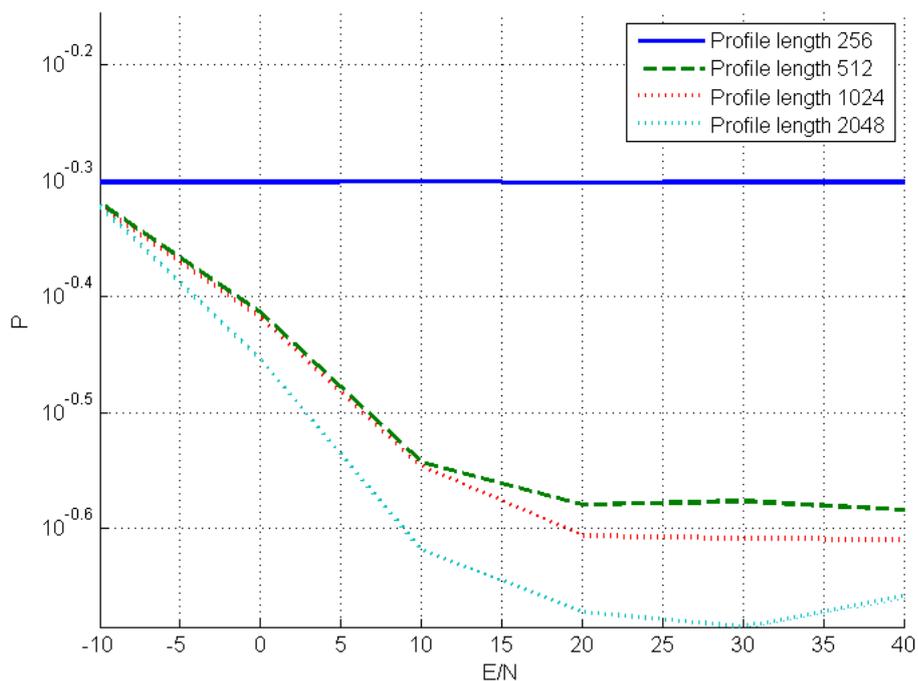


Рисунок 4.4 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=8E+6$

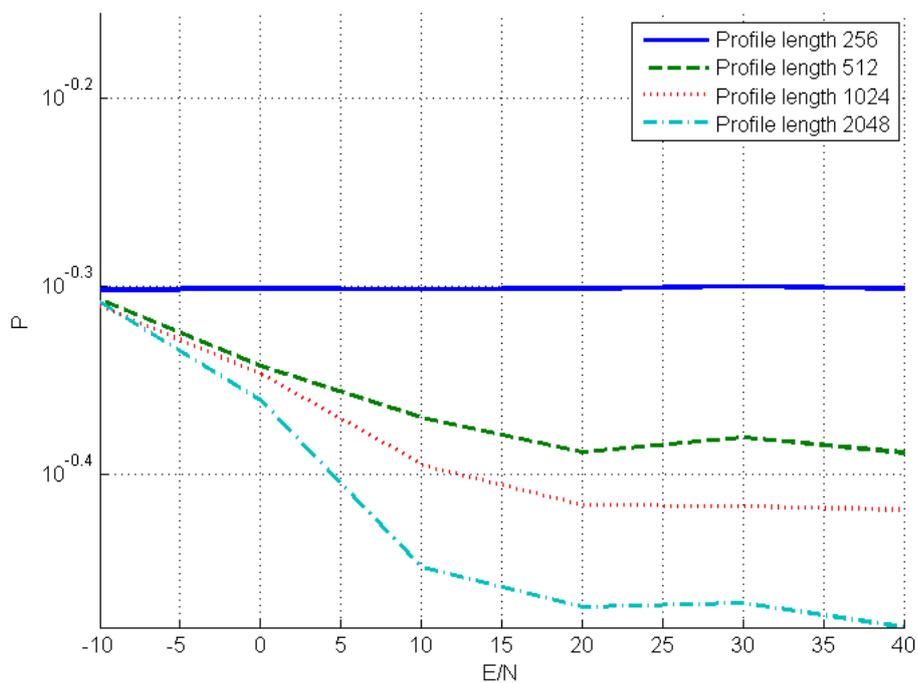


Рисунок 4.5 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=2E+6$

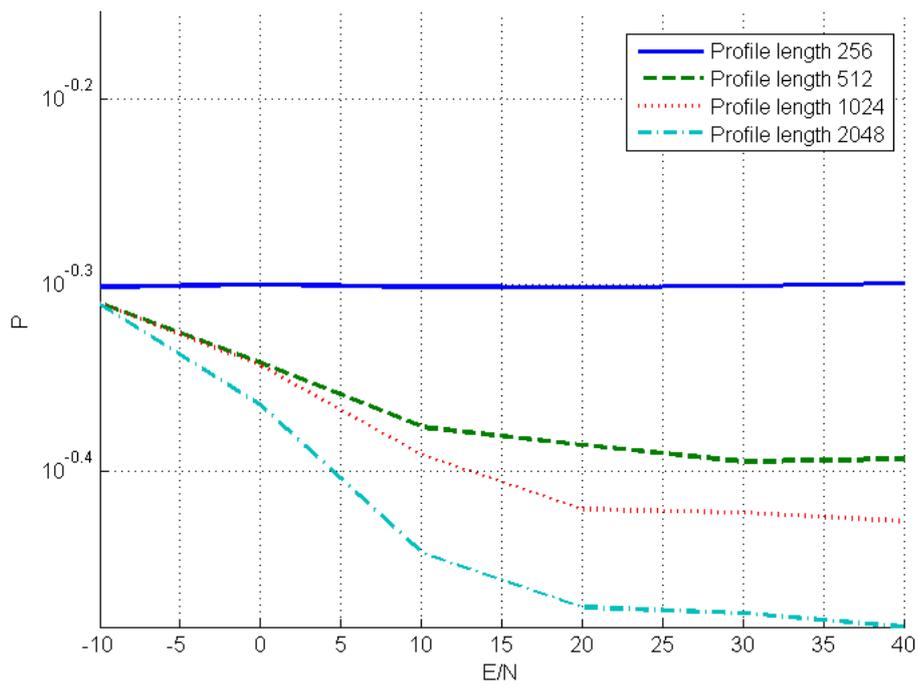


Рисунок 4.6 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=4E+6$

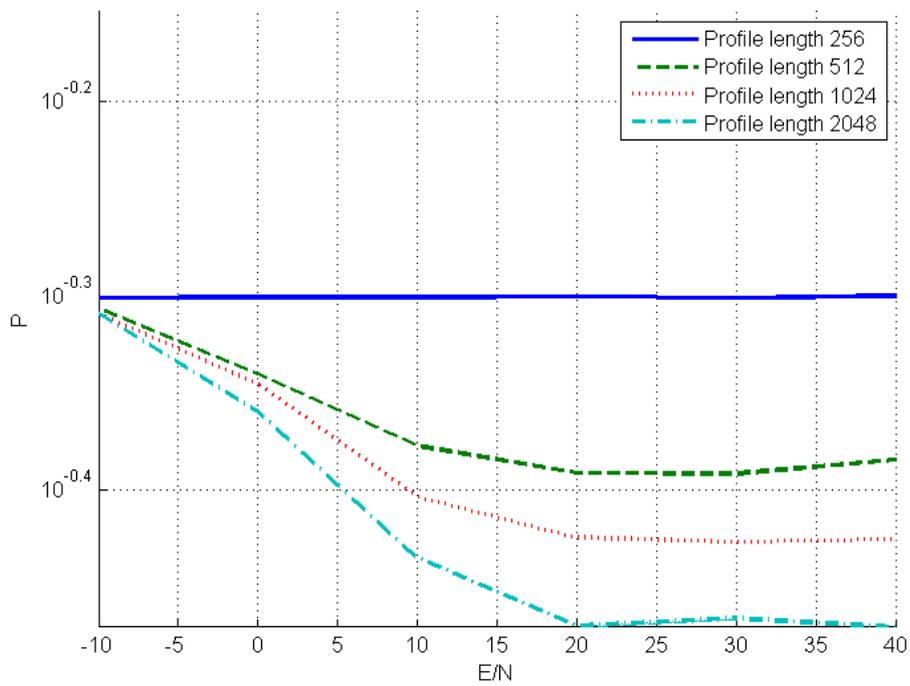


Рисунок 4.7 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=8E+6$

Как видно из вышеизложенных результатов экспериментов отношение энергии сигнала к односторонней спектральной плотности белого шума влияет на вероятность ошибки в меньшей степени чем длительность многолучевых замираний. При этом следует отметить то, что увеличение длительности замираний (данный параметр напрямую влияет на частоту замираний) приводит к уменьшению вероятности ошибки.

### 4.3 Помехоустойчивость системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам.

Были проведены эксперименты для исследования помехоустойчивости системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам. В зависимости от величины отношения прямого электромагнитного луча к отраженным лучам и от отношения сигнал шума, менялось вероятность ошибки. В процессе моделирование изменялись такие исходные параметры, как размер алфавита, используемого для модуляции, и ширина частотного интервала с минимальной энергией сигнала. Результаты моделирования представлены ниже в таблицах

Таблица 4.8 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=2$  и  $df=2E+6$

$E/N$ Rician parameter K	-10	0	10	20	30	40
0	0.47594	0.35062	0.238424	0.21909	0.21917	0.21790
10	0.45191	0.21926	0.021065	0.00635	0.00547	0.00527
20	0.44950	0.19320	0.002158	0	0	0
30	0.44773	0.19217	0.001488	0	0	0
40	0.44597	0.19182	0.001400	0	0	0

Таблица 4.9 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=2$  и  $df=4E+6$

Rician parameter K \ E/N	-10	0	10	20	30	40
0	0.47426	0.35499	0.239785	0.21494	0.21936	0.219588
10	0.45213	0.22012	0.021252	0.00641	0.00546	0.00543
20	0.45113	0.19528	0.002097	0	0	0
30	0.44648	0.19304	0.001435	0	0	0
40	0.445548	0.195389	0.001434	0	0	0

Таблица 4.10 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=2$  и  $df=8E+6$

Rician parameter K \ E/N	-10	0	10	20	30	40
0	0.47406	0.35462	0.239651	0.22334	0.22474	0.225158
10	0.45303	0.21592	0.021600	0.00618	0.00562	0.00521
20	0.44886	0.19306	0.002114	0	0	0
30	0.44610	0.19010	0.001452	0	0	0
40	0.44550	0.19269	0.001360	0	0	0

Таблица 4.11 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=4$  и  $df=2E+6$

Rician parameter K \ E/N	-10	0	10	20	30	40
0	0.48834	0.43518	0.34892	0.34168	0.34375	0.333341
10	0.48400	0.36282	0.16673	0.11359	0.10791	0.111149
20	0.47884	0.34388	0.07155	0.00451	0.00171	0.001905
30	0.47653	0.34101	0.06195	0.00004	0	0
40	0.47646	0.33514	0.05980	0	0	0

Таблица 4.12 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=4$  и  $df=4E+6$

$E/N$ \ Rician parameter K	-10	0	10	20	30	40
0	0.49017	0.43182	0.36818	0.33859	0.33306	0.3369
10	0.47895	0.36035	0.16167	0.11285	0.10396	0.1026
20	0.47602	0.33865	0.07256	0.00418	0.00179	0.00139
30	0.47863	0.34331	0.05944	0.00002	0	0
40	0.47702	0.33690	0.05914	0	0	0

Таблица 4.13 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Райсовским каналам с  $M=4$  и  $df=8E+6$

$E/N$ \ Rician parameter K	-10	0	10	20	30	40
0	0.48976	0.43379	0.35946	0.335924	0.33803	0.34260
10	0.48236	0.36144	0.16558	0.111151	0.10662	0.10454
20	0.47835	0.33804	0.07147	0.003845	0.00186	0.00152
30	0.47715	0.33597	0.06125	0.000017	0	0
40	0.46629	0.30985	0.05994	0	0	0

Для наглядности результатов были построены графики вероятности ошибки системы связи при передаче по Райсовским каналам

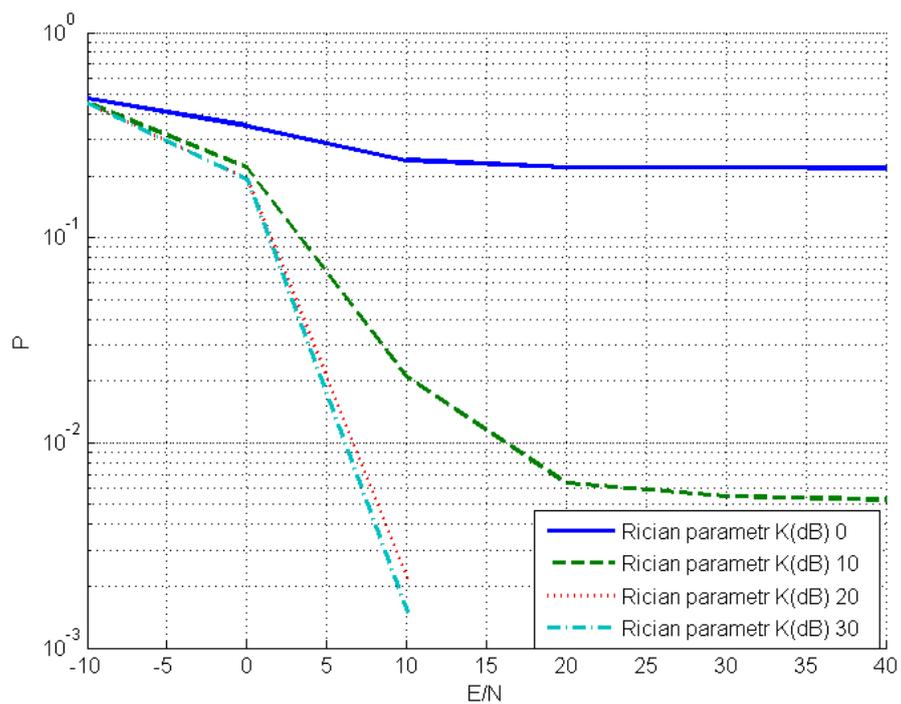


Рисунок 4.8 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=2E+6$

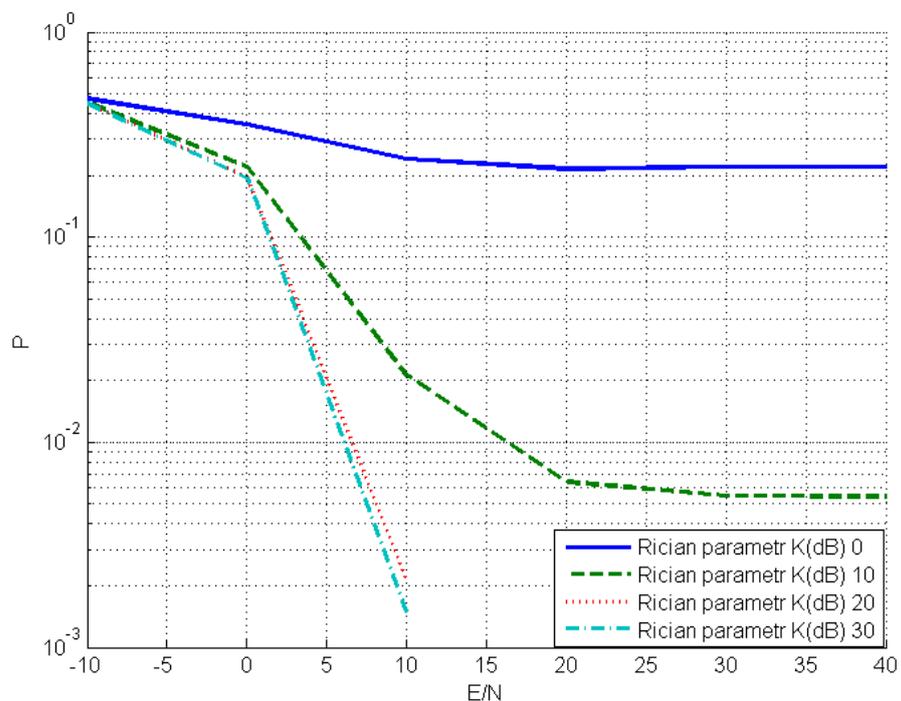


Рисунок 4.9 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=4E+6$

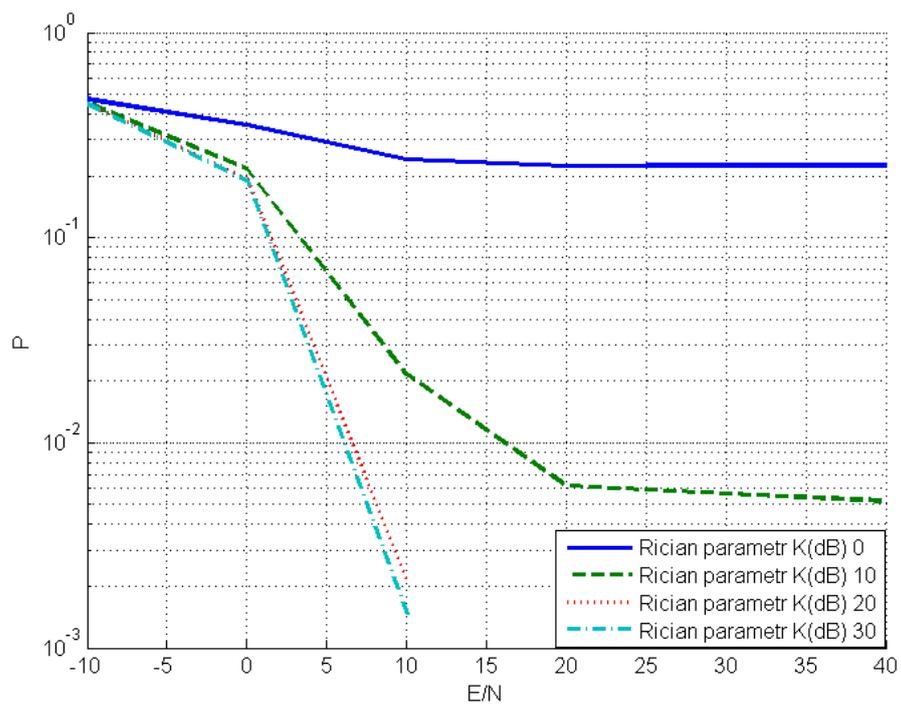


Рисунок 4.10 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=2$  и  $df=8E+6$

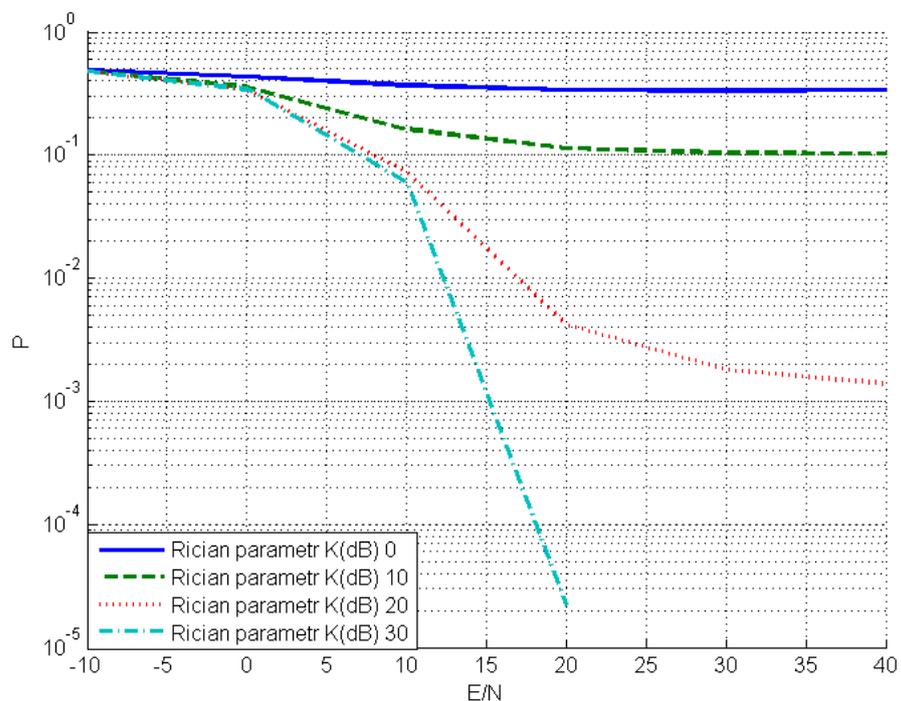


Рисунок 4.11 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=2E+6$

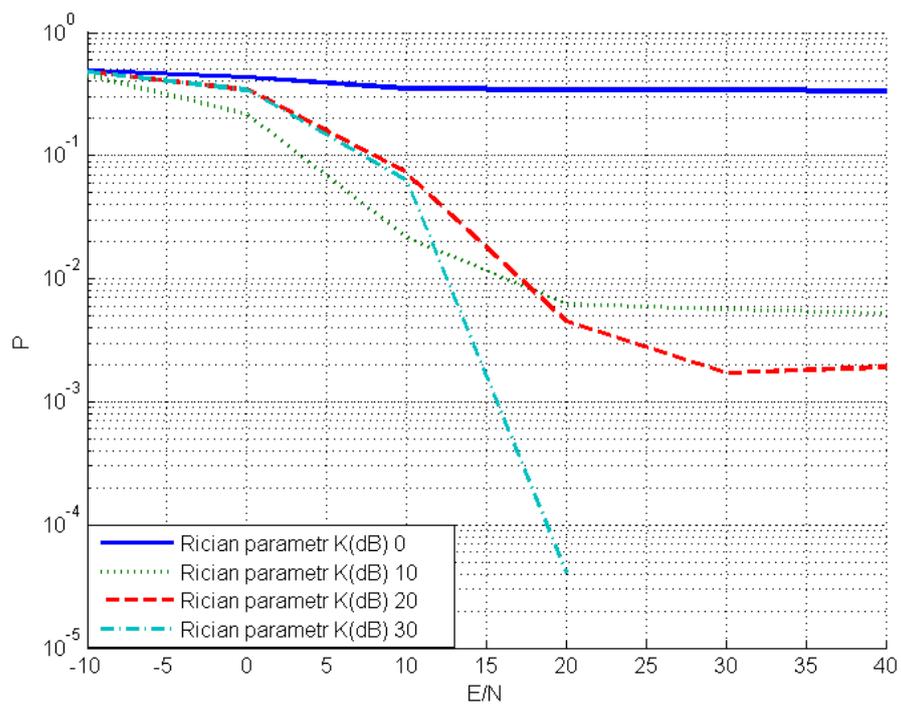


Рисунок 4.12 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=4E+6$

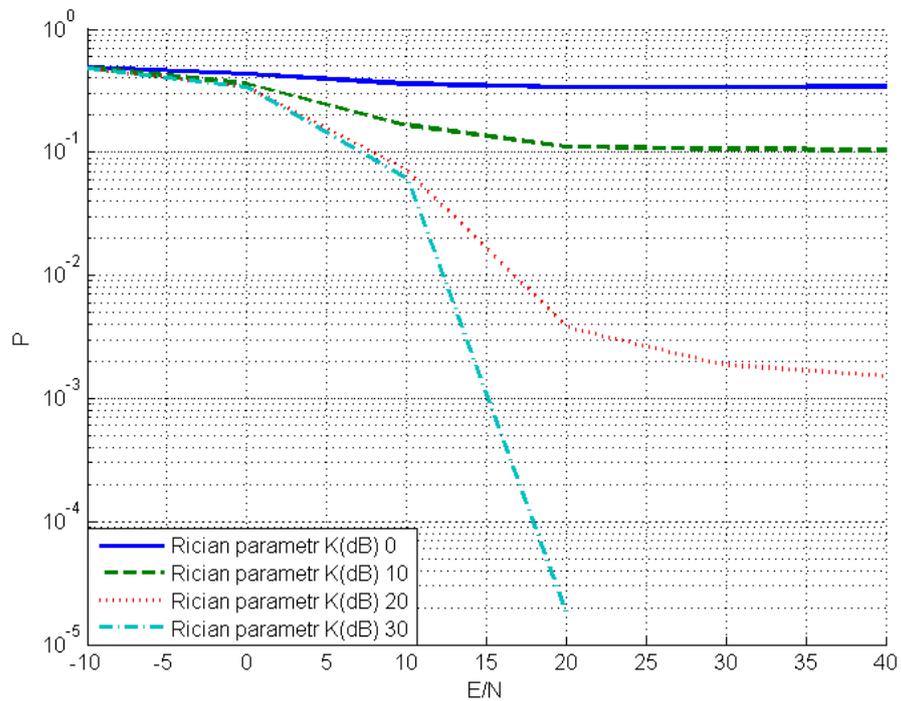


Рисунок 4.13 – Вероятность ошибки системы связи при передаче сигналов по Рэлеевским каналам с  $M=4$  и  $df=8E+6$

Анализ результатов экспериментов показал следующее. Величина отношения энергии прямого луча к энергии отраженных лучей сигнала существенно влияет на вероятность ошибочного приема информации. Следует отметить то, что при малых параметрах отношения, а именно меньших 0 дБ кривая вероятности ошибки для сигналов претерпевших искажения в Райсовском канале практически полностью совпадает с кривой, полученной для Рэлеевского канала. В свою очередь большие отношения энергии прямого луча к энергии боковых, а именно больших 30 дБ приводит к совпадению кривой помехоустойчивости, полученной для Райсовского канала с кривой, полученной для сигналов, не претерпевших каких-либо искажений, кроме добавления аддитивного белого шума.

Кроме этого следует отметить, что изменения ширины частотного интервала с минимумом энергии сигнала практически не влияет на вероятность ошибки при декодировании информационного сигнала, подверженного искажению в каналах с многолучевым замиранием.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения данной магистерской диссертации были получены следующие результаты:

1. Разработан модуль формирования собственных векторов в среде LabView.
2. Разработан модуль формирования сигналов, основанных на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами, в среде LabView.
3. Разработан модуль обработки сигналов, основанных на собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами, в среде LabView.
4. На основе разработанных модулей была построена компьютерную модель системы передачи информации с использованием собственных векторах субполосной матрицы с малыми собственными числами.
5. С использованием разработанной компьютерной модели были проведены эксперименты по оценке влияния многолучевых искажений информационных сигналов на величину вероятности ошибки декодирования принятых информационных сигналов.

На основе анализа полученных результатов экспериментов можно сделать следующие выводы.

- Отношение энергии сигнала к односторонней спектральной плотности белого шума влияет на вероятность ошибки в меньшей степени чем длительность многолучевых замираний. При этом следует отметить то, что увеличение длительности замираний (данный параметр напрямую влияет на частоту замираний) приводит к уменьшению вероятности ошибки.

- Величина отношения энергии прямого луча к энергии отраженных лучей сигнала существенно влияет на вероятность ошибочного приема информации. Следует отметить то, что при малых параметрах отношения, а именно меньших 0 дБ кривая вероятности ошибки для сигналов претерпевших искажения в Райсовском канале практически полностью

совпадает с кривой, полученной для Рэлеевского канала. В свою очередь большие отношения энергии прямого луча к энергии боковых, а именно больших 30 дБ приводит к совпадению кривой помехоустойчивости, полученной для Райсовского канала с кривой, полученной для сигналов, не претерпевших каких-либо искажений, кроме добавления аддитивного белого шума.

- Изменения ширины частотного интервала с минимумом энергии сигнала практически не влияет на вероятность ошибки при декодировании информационного сигнала, подверженного искажению в каналах с многолучевым замиранием.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Бабин А.И. Радиочастотный спектр: эффективность использования и предложения по регулированию, «Электросвязь» №7 2009г.
2. Бахвалов, Н.С. Численные методы [Текст] / Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М, Кобельников // М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2003. -632 с., ил.
3. Беллами, Дж. Цифровая телефония [Текст]: Пер. с англ./ Под ред. А.Н. Берлина, Ю. Н. Чернышева.- М.: Эко-Трендз, 2004.-640с. : ил.
4. Белов, С.П. Информационная технология формирования и обработки канальных сигналов с максимальной локализацией энергии в заданном частотном интервале в системах с OFDM[Текст] / С.П.Белов, Д.И. Ушаков // Сборник трудов III Международной научно-практической конференции «Научно-техническое творчество молодежи — путь к обществу, основанному на знаниях» г. Москва,. № секции 3, стр. 242-244
5. Белов, С.П. Исследование особенностей комбинированной обработки сложных сигналов с линейной частотной модуляцией[Текст]/ С.П.Белов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт //Научные ведомости БелГУ Серия: Информатика, Белгород: Изд-во БелГУ, № 7(62), Вып. 10/1 2009 г, с194-201.
6. Белов, С.П. Метод и алгоритм разделения канальных сигналов в информационно-телекоммуникационных системах с частотным уплотнением[Текст] //Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2010.-вып.1.-с.135-146
7. Белов, С.П. Метод частотно – временного анализа сигналов [Текст]/ С.П.Белов, А.С. Белов, Е.И. Прохоренко// Научные ведомости БелГУ Серия: Информатика, Белгород: Изд-во БелГУ, № 1(56), Вып. 9/1 2009 г, с5-12.
8. Белов, С.П. О возможности повышения помехоустойчивости сигналов с OFDM [Текст] / С.П. Белов, Д.И. Ушаков //Информационные системы и технологии. Орел: Изд-во ОГТУ, 2011. - № 6 (64) - с. 26-34

9. Берлин, А.Н. Цифровые системы связи [Текст] / М.: Эко-Трендз 2007. с. 294
10. Блейхут, Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов [Текст] / Р. Блейхут; пер. с англ. И. И. Грушко. – М.: Мир, 1989. – 448 с.: ил.
11. Бузов, А.Л. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем [Текст] / А.Л. Бузов, М.А. Быховский, Н.В. Васехо и др. // М.: Эко-Трендз, 2006 – 376 с.
12. Быков, В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике [Текст] / М.: Советское радио, 1971, - 328 с.
13. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // М.: Техносфера, 2005 – 592 с.
14. Вишневский, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G [Текст] / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович, – М.: Техносфера, 2009.
15. Вишневский, В.М., Семенова, О.В. Системы поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях [Текст] . – М.: Техносфера, 2007. – 320с.
16. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие. - М.: Эко-Трендз, 2005.-392с.бил.
17. Воробьев, В.И. Теория и практика вейвлет-преобразования [Текст] / В.И. Воробьев, В.Г. Грибунин. – СПб.: Изд-во ВУС, 1999. – 204 с.
18. Г. Ван, Трис. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции [Текст] / пер. с англ. под ред. проф. В.И. Тихонова, М.: Советское радио, - 1972. – 744 с.
19. Галкин, В.А. Цифровая мобильная радиосвязь [Текст]. Учебное пособие для вузов. -М.: Горячая линия-Телеком, 2007.- 432с., ил.
20. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц [Текст] / Ф.Р. Гантмахер. – М.: Физматлит, 2004. – 560с.
21. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] : пер. с англ. / Б.

Голд, Ч. Рейдер. – М.: Сов. радио, 1973. – 376 с.

22. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов [Текст]: справочник / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1985. – 308 с.

23. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1990. – 256 с.

24. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев // М.: Эко-Трендз, 2005 – 384 с.: ил.

25. Джамалипур, А. Беспроводной мобильный интернет: архитектура, протоколы и сервисы [Текст]. – М.: Техносфера, 2009, 494 с.

26. Деев, В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи [Текст] / СПб.: Наука – 2007. – 267 с.

27. Дженкинс, Г., Ваттс, Д. Спектральный анализ и его приложения [Текст] / Выпуск 1, М.: Издательство «Мир», 1971 - с. 319

28. Дженкинс, Г., Ваттс, Д. Спектральный анализ и его приложения [Текст] / Выпуск 2, М.: Издательство «Мир», 1972 - с. 287

29. Диксон, Р.К. Широкополосные системы [Текст] Пер с англ./ Под редакцией В.И. Журавлева– М.: Связь, 1979. – 304с.

30. Дьяконов, В.П. Вейвлеты. От теории к практике [Текст]. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. - 400 с.

31. Жилияков, Е.Г. К вопросу повышения помехоустойчивости систем связи на основе применения канальных сигналов с изменяющимися частотными характеристиками [Текст]/Е.Г. Жилияков, С.П.Белов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт//Инфокоммуникационные технологии г. Самара, № 3. 2011, с. 4-7

32. Жилияков, Е.Г. Компьютерное моделирование формирования канальных сигналов на основе собственных векторов субполосных матриц [Текст]/Е.Г. Жилияков, С.П.Белов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт //Вопросы

радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2011.-вып.1.-с.131-141

33. Жиляков, Е.Г. О возможности повышения эффективности использования выделенного частотного ресурса в системах с OFDM[Текст]/Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, Е.М. Маматов, Д.И. Ушаков, И.А. Старовойт //Информационные системы и технологии. Орел: Изд-во ОГТУ, 2011. - № 1 (63) январь-февраль. - с. 39-46

34. Жиляков, Е.Г. Об одном алгоритме формирования сигналов с кодовым разделением адресов [Текст]/Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, И.А. Старовойт//Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2012.-вып.1.-с.148-158

35. Жиляков, Е.Г. Сравнение алгоритмов формирования канальных сигналов в системах с OFDM[Текст]/Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, Д.И. Ушаков //Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2012.-вып.1.-с.159-168

36. Жиляков, Е.Г. Вариационные методы анализа сигналов на основе частотных представлений[Текст]/ Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, А.А. Черноморец//Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2010.-вып.1.--с.10-26

37. Жиляков, Е.Г. Вариационные методы синтеза сигналов на основе частотных представлений[Текст]/ Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, А.А. Черноморец//Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2010.-вып.1.-с.5-10

38. Жиляков, Е.Г. Вариационный метод интерполяции для формирования дискретных канальных сигналов[Текст]/Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, И.Ю. Мисливец //Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова. Серия «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания» г. Белгород, 2006г.-с.94-96

39. Жиляков, Е.Г. Возможность применения одного класса сложных сигналов с ЛЧМ для передачи речевых данных в цифровых мобильных системах связи [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, А.С. Белов // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2008. - вып.1. - с.161-171
40. Жиляков, Е.Г. Исследование функции неопределенности псевдослучайных сигналов с линейной частотной модуляцией [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, И.А. Сидоренко // Вопросы радиоэлектроники.. Серия «РЛТ». - Москва, 2008. - вып.4. - с.100-109
41. Жиляков, Е.Г. Новый метод формирования шумоподобных сигналов [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, И.А. Старовойт, Д.И. Ушаков // Сборник трудов XII международной научно-практической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» г. Воронеж, 2011, с. 465-471
42. Жиляков, Е.Г. О возможности использования одного класса сложных ЛЧМ сигналов для многоканальной передачи данных [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». - Москва, 2009. - вып.1. - с.142-147
43. Жиляков, Е.Г. О возможности применения канальных сигналов на основе собственных векторов субполосных матриц в системах связи с кодовым разделением адресов [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, И.А. Старовойт // Сборник трудов второй международной научно-технической конференции «Компьютерные науки и технологии» № секции 3, 2011 г., стр. 425-429.
44. Жиляков, Е.Г. Об одном методе повышения эффективности использования выделенного частотного ресурса в системах с OFDM [Текст] / Е.Г. Жиляков, С.П.Белов, Д.И. Ушаков // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова. Серия «Цифровая обработка сигналов и ее применение». г.Москва, 2011 г, Вып. 13 -1, с.188-191

45. Жилияков, Е.Г. Об особенностях формирования одного класса канальных сигналов в системах с OFDM [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П.Белов, Д.И. Ушаков // Сборник трудов второй международной научно-технической конференции «Компьютерные науки и технологии» № секции 3, 2011 г., стр. 430-432.
46. Жилияков, Е.Г. Ортогональный базис для формирования канальных сигналов [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П.Белов, Д.В. Урсол, Д.И. Ушаков // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова. Серия «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания» г. Нижний Новгород, 30 июня - 2 июля 2010 г. с.
47. Зюко, А.Г., Коробов, Ю.Ф. Теория передачи сигналов [Текст]. Учебник для вузов. М.: Связь, 1972, 282 с. с ил.
48. Зюко, А.Г., Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации [Текст] / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др. // под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
49. Зюко А.Г. Теория электрической связи [Текст] / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров // под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
50. Ипатов, В.П. Системы мобильной связи: учебное пособие для вузов [Текст] / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов // под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003 – 272 с.
51. Карманов, В.Г. Математическое программирование [Текст] : учеб. пособие. 5-ое изд., стереотип. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 264 с.
52. Катунин, Г.П. Телекоммуникационные системы и сети: Учебное пособие. В 3 томах. Том 2 – Радиосвязь, радиовещание, телевидение [Текст] / Г.П. Катунин, Г.В. Мамчев, В.Н. Попантонопуло, В.П. Шувалов // под ред. профессора В.П. Шувалова 672 с.: ил.

53. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам [Текст] / издание второе переработанное и дополненное // М.: Радио и связь, - 1982. – 304 с.
54. Комашинский, В.И., Максимов, А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования [Текст]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.
55. Крамер, Г Математические методы статистики [Текст] / Под ред. Академика А.Н. Колмогорова – М.: Мир, 1975. – 648 с.
56. Крухмалев, В.В. Цифровые системы передачи [Текст]/ В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов // М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 350 с.
57. Крылов В.И. Приближенное вычисление интегралов / В.И. Крылов.- М.: Наука, 1967. – 500 с., ил.
58. Кузнецов, М.А. GPRS – технология пакетной передачи данных в сетях GSM [Текст] / М.А. Кузнецов , П.С. Абатуров , И.Ю. Никодимов , Н.В. Певцов, А.Е. Рыжков , М.А. Сиверс . СПб: Судостроение, 2002. – 144 с.
59. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов [Текст]: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином – Пресс», 2007 г. – 656 с.
60. Левин, Б.Р. Теоретически основы статистической радиотехники [Текст] / книга первая М.: Советское радио, 1974. – 543 с.
61. Ломовицкий, В.В. Основы построения систем и сетей передачи информации [Текст]: Учебное пособие для вузов / В.В. Ломовицкий, А.И. Михайлов, К.В. Шестак, В.М. Щекотохин // под ред. В.М. Щекотохина – М.: Горячая линия – Телеком, 2005 – 382 с.: ил.
62. Маковеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами [Текст]/ М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков // Учебное пособие для вузов.-М.: Радио и связь, 2002. – 440с.:ил.
63. Мамчев, Г.В. Основы радиосвязи и телевидения [Текст]. Учебное пособие для вузов– М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 416с.:ил.

64. Невдяев, Л.М. Мобильная связь 3-го поколения [Текст] / Под ред. Ю.М. Горностаева –М.: Серия изд. «Связь и бизнес»,2000.-208 с.
65. Нуссбаумер, Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток [Текст] / Г. Нуссбаумер ; ред.: В. М. Амербаев, Т. Э. Кренкель ; пер. с англ.: Ю. Ф. Касимов, И. П. Пчелинцев. – М. : Радио и связь, 1985. – 248 с. : ил., табл., граф.
66. Оппенгейм, А.В. Цифровая обработка сигналов [Текст]: Пер. с англ. / А.В.Оппенгейм, Р.В. Шафер; под ред. С.Я. Шаца. – М.: Связь, 1979. – 416 с.
67. Основы цифровой обработки сигналов [Текст]: курс лекций : учеб. пособие / А.И.Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов и др. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 608 с.: ил.
68. Попов, О.Б., Рихтер, С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания [Текст]/ Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 341 с.
69. Портной, С., Иванов, А. Выбор систем широкополосного беспроводного доступа. Мнение экспертов [Текст]. – Первая миля, 2007, № 2, с. 8-11.
70. Прокис, Джон Цифровая связь [Текст]/ Прокис Дж. // Пер. с англ.Под. ред. Д.Д. Кловского.-М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.: ил.
71. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов [Текст] / Л. Рабинер, Г. Голд. – М.: Мир, 1988. – 512 с.
72. Ратынский, М.В. Основы сотовой связи [Текст]/ Под ред. Д.Б.Зимины – М.: Радио и связь, 1998 – 248 с.: ил.
73. Рихтер, цифровое радиовещание.
74. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие для студ. вузов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 603с. : ил. – (Учебник для вузов).
75. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]/ СПб.: Питер, 2003.- 604с.:ил

76. Сердюков, П.Н Основные характеристики системы профессиональной мобильной радиосвязи [Текст]. / П.Н Сердюков., А. С.Григорье, В.Н.Королевстатья

77. Скляр, Бернад Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – М. : издательский дом «Вильямс», 2003- 1104с. : ил

78. Смирнов В.И. Курс высшей математики [Текст] Т.4, - М. :ФИЗ. - МАТ. ЛИТ. 1974, 336 с.

79. Смоленцев, Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB [Текст]. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.

80. Столлингс, В. Беспроводные линии связи и сети [Текст]/ Пер. с англ. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003.