

**Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ»**

На правах рукописи

НЕМЫКИН АНДРЕЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АППАРАТУРНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ И
УСЛОВИЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ НА КАЧЕСТВО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

Специальность 2.2.13 - Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель -
д.т.н., доц. Строганова Е.П.

Москва - 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. Влияние аппаратурных ограничений на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронной аппаратуре и качество ее функционирования..	15
1.1 Влияние параметров фильтра и неидеальности характеристик элементов фазоизмерителя на качество оценки фазы сигнала	15
1.1.1. Влияние неточности настройки фильтра на входе фазоизмерительного устройства на качество оценки фазы квазигармонического сигнала в условиях помех.....	15
1.1.2. Влияние неидеальности характеристик элементов фазоизмерителя на точность измерения фазы в условиях помех	21
1.2. Ошибки, возникающие в радиоэлектронной аппаратуре при цифровой обработке сигнала в условиях помех	33
1.3. Сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов фильтрации параметров, измеряемых на движущемся объекте в условиях ограниченной производительности вычислителя.....	39
1.4. Основные результаты и выводы	52
2. Влияние условий эксплуатации на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронной аппаратуре и качество ее функционирования	55
2.1. Влияние отличия распределения внешних помех от нормального на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры	55
2.2. Анализ устойчивости квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в радиоэлектронной аппаратуре при ее работе в комплексе помех	65
2.2.1. Влияние флуктуаций параметров амплитуды и фазы сигнала на выбор алгоритмов обработки сигналов и качество оценки параметров сигнала в условиях воздействия интенсивных помех	65

2.2.2. Построение приемного тракта в условиях совместного действия квазиимпульсных и узкополосных помех	71
2.3. Влияние динамики движения движущегося объекта на точностные характеристики размещенной на нем радиоэлектронной аппаратуры.....	78
2.4. Сравнительный анализ характеристик точности и динамики систем синхронизации радиоэлектронного оборудования с фазовой и частотной автоподстройкой в условиях воздействия интенсивных помех.....	89
2.5. Основные результаты и выводы	101
3. Пути уменьшения влияния аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры	102
3.1. Моделирование помеховой обстановки, близкой к реальной, при полунатурных испытаниях аппаратуры радиотехнических систем	102
3.2. Адаптивная обработка сигналов в условиях помех с изменяющимися характеристиками.....	114
3.3. Основные результаты	119
Заключение	121
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	122
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	133
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	134
ПРИЛОЖЕНИЕ 3	135

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. В настоящее время приборы радиоэлектроники и радиоэлектронные системы различного назначения должны отвечать высоким требованиям к качеству функционирования в процессе эксплуатации. В частности, это касается радиотехнических систем (радиотехнические системы), используемых в качестве средств радиотехнического обеспечения нормального функционирования сложных технических объектов, отклонение от нормального режима работы которых связано с повышенной опасностью. К таким средствам относятся, в частности, средства обеспечения полета воздушных судов (ВС). Разрабатываются новые перспективные измерительные радиосистемы, в том числе комплексированные системы специального назначения (спутниковые навигационные системы (СНС) и системы наземного базирования) с целью предотвращения возможного подавления сигналов СНС. Разработка и внедрение радиотехнических систем требует повышения точности радиоизмерений в реальных условиях эксплуатации.

Под качеством функционирования аппаратуры радиотехнических систем понимают степень соответствия совокупности присущих характеристик параметрическим требованиям. На качество функционирования радиотехнических систем оказывают влияние различные факторы, из которых можно выделить факторы, непосредственно связанные с работой технического оборудования аппаратуры радиотехнических систем. Например, техническое исполнение элементной базы, как цифровых модулей, так и аналоговых. К тому же, при использовании цифровых методов обработки информации возникают факторы, снижающие качество, в том числе в зависимости от производительности процессоров вычислительных машин и скорости их работы.

К внешним эксплуатационным факторам, влияющим на качество работы радиотехнических систем, относятся характеристики помеховой среды, такие как

виды помех, воздействующих на радиотехнические системы в процессе эксплуатации, их интенсивность, вероятностные и корреляционные характеристики и степень изменчивости этих характеристик, а также, при размещении аппаратуры радиотехнических систем на подвижном объекте (подвижный объект), характеристики динамических воздействий, вызывающих как регулярные, так и случайные изменения оцениваемых в радиотехнические системы параметров.

Следует отметить, что отношение сигнал / помеха, которое обычно указывается в тактико-технических требованиях к аппаратуре радиотехнических систем, с точки зрения его помехоустойчивости, адекватно характеризует только помехи, распределенные по нормальному закону, в то время как распределение атмосферных и промышленных помех, которые являются основными видами непреднамеренных помех для радиоприема в диапазонах частот до 30 и 300 МГц, соответственно, существенно отличается от нормального, так как эти помехи носят преимущественно импульсный характер. Неучет этого обстоятельства при проектировании радиотехнических систем приводит к неоптимальности используемых алгоритмов обработки сигналов, а при проведении полунатурных испытаний радиотехнические системы с использованием модельных комплексов и в процессе его эксплуатации не позволяет достоверно оценить качество его функционирования, в частности его характеристики точности, если речь идет об измерительных радиотехнических системах. К аналогичному результату приводит неучет характеристик динамических воздействий при размещении аппаратуры радиотехнических систем на подвижном объекте.

Следует отметить, что с внедрением цифровых методов обработки информации в практику проектирования радиоэлектронной аппаратуры (радиоэлектронная аппаратура) для радиотехнических систем появилась возможность реализации достаточно сложных алгоритмов обработки, реализация которых с помощью аналоговой технологии была невозможна. В связи с этим возрастает актуальность проведенного в диссертации исследования эффективности

оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов, синтезированных с учетом существующих аппаратурных ограничений и характеристик внешних воздействий.

Степень разработанности темы. Поставленные задачи решались на базе моделей и методов обработки сигналов в условиях воздействующих факторов и помех, заложенных такими отечественными и зарубежными учеными, как Левин Б.Р., Тихонов В. И., Пестряков В. Б., Райс С., Миддлтон Д., Хелстром К. и др. Фазовые радиотехнические системы с неидеальными характеристиками в условиях эксплуатации рассматривались в работах Пестрякова В.Б., Фабрика М. А., Кинкулькина И. Е. и др. Рассмотрению негауссовских помех и их влияние на аппаратуру радиотехнических систем посвящены работы Рубцова В.Д., Ольбека В. Н., Эспеланда Л. Р., Болтона Э.С. и др. Статистические методы представлены в фундаментальных работах ученых школ Левина Б. Р., Тихонова В. И., и др.

Влияние неидеальных характеристик элементов радиоэлектронной аппаратуры (радиоэлектронная аппаратура) на качество его функционирования и особенности цифровой обработки сигналов, главным образом применительно к фазовым радиотехническим системам, обсуждались в работах В. Б. Пестрякова и его школы [18]-[38]-[66]. В то же время в [38] Пестряковым В. Б., была высказана идея о необходимости создания статистической теории аппаратуры фазовых радиотехнических систем, которая должна содержать анализ влияния несовершенства элементов схемы и нестабильности их параметров на работу аналоговых и цифровых фазометров.

Отметим, что интерес к фазовым радиотехническим системам, как объекту исследования под воздействием факторов, влияющих на качество их функционирования, не случаен, так как, с одной стороны, использование информации о фазе сигнала позволяет наиболее эффективно изолировать сигналы от помех и оценивать их параметры, а с другой стороны, фаза радиосигнала является таким параметром, который наиболее легко подвержен «разрушению» при распространении радиоволны и при прохождении радиосигнала по цепям

радиоэлектронная аппаратура. Этим объясняется, в частности, то, что анализ, проводимый в диссертации, в большинстве случаев проводится применительно к радиоэлектронным приборам для измерения фазы или приборам, использующим фазу сигнала в качестве сопутствующего параметра.

Хотя вопросы аппаратурных ограничений, характерных для аналоговых и цифровых устройств, используемых в радиоэлектронная аппаратура, рассматривались в научной литературе, ряд аспектов этого влияния недостаточно освещен и требует дополнительных исследований. Таким образом, представляет интерес рассмотрение комбинированного влияния неидеальных характеристик элементов радиоэлектронная аппаратура и внешних воздействий. При этом наиболее интересными являются случаи, когда несовершенство оборудования проявляется только в условиях помех, так как в такой ситуации негативное влияние несовершенства оборудования на качество его функционирования не может быть устранено на этапе испытаний радиоэлектронная аппаратура в лабораторных или производственных условиях.

Вопросы влияния производительности процессора ЭВМ на выбор рациональных алгоритмов обработки информации в радиоэлектронная аппаратура при использовании цифровых методов обработки также практически не получили освещения в литературе.

Что касается учета влияния условий эксплуатации радиоэлектронная аппаратура на выбор алгоритмов обработки сигналов при его проектировании и оценку качества работы радиоэлектронная аппаратура при его испытаниях и, в конечном счете, на точность, динамические и безотказные характеристики радиотехнические системы, гарантированные эксплуатационными документами, то следует отметить, что хотя ряд теоретических аспектов этой проблемы, в частности модели некоторых негауссовых помех радиоприему и вопросы оптимизации приемного тракта в условиях этих помех, а также ряд моделей динамических воздействий на радиоэлектронная аппаратура, размещенных на

подвижном объекте, нашли освещение и в литературе [4]-[61], однако практическое применение результатов этих работ связано со значительными трудностями.

Это связано, в частности, с тем, что, как правило, неясно, каким образом рассмотренные в литературе модели можно применить к тем или иным условиям. Наиболее распространенные виды шумов, такие как техногенный и атмосферный зависят от физических параметров приемного устройства, а также от множества различных факторов, включающих в себя: месторасположение объекта, его высоту, дату и время суток, и прочее. Также величины техногенных и атмосферных помех могут сильно различаться от характера помех от количества и разнообразия объектов промышленности. Ведь любое помеховое воздействие на сигнал является случайным и необратимым процессом. В связи с этим представляет интерес рассмотреть возможность такой адаптации через легко определяемые параметры, зависимости которых от этих факторов известны из литературы.

Кроме того, необходимо разработать достаточно простые методы моделирования для практической реализации в модельных комплексах, используемых в полунатурных испытаниях радиоэлектронная аппаратура.

Необходимо также проводить исследования по вопросам, связанным с одновременным воздействием на радиоэлектронная аппаратура помех с различными характеристиками, оптимизация обработки сигналов в условиях совместного действия которых иногда предъявляет противоречивые требования к построению приемного тракта, например, узкополосных помех, возникающих от другого мешающего радиооборудования, а также атмосферных и промышленных широкополосных квазиимпульсных помех.

Практически применяются имитаторы стандартных импульсных помех – микросекундных [13] и наносекундных [12], которые содержат стандартные аппаратные модели единичных импульсов помех либо пачек помех. Разработанные ранее имитаторы импульсных помех (атмосферных и

индустриальных помех), реализованные как схемное решение [1] или в виде программной модели [14] не соответствуют реальным видам помех и их изменчивости, не основаны на имеющихся в литературе теоретических описаниях таких помех. Таким образом, все имеющиеся имитаторы атмосферных и индустриальных помех не адаптированы к реальным помехам, а, следовательно, использование таких имитаторов при проектировании и эксплуатации радиоэлектронная аппаратура не гарантирует безотказную работу аппаратуры в реальной помеховой обстановке. В связи с этим исключительно важно рассмотреть возможность адаптации рассмотренных в литературе моделей помех к реальным условиям через легко определяемые параметры, зависимости которых от основных факторов известны из литературы, и на основе этого рассмотрения необходимо разработать достаточно простые методы моделирования для практической реализации в модельных комплексах, используемых в полунатурных испытаниях радиоэлектронная аппаратура.

Наконец, важно проанализировать, как характеристики динамических воздействий, в частности их интенсивность и пропускная способность, влияют на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронная аппаратура, размещенной на подвижном объекте, и на качество его функционирования.

Актуальность проводимых исследований состоит в том, что рассмотрение круга перечисленных выше вопросов, которым посвящена диссертация, основанное на применении адекватного описания реальных импульсных (промышленных и атмосферных) помех, позволяет проектировать радиотехнические системы с более высокими качественными показателями.

Цель и задачи исследований. Определение влияния особенностей аппаратурной реализации и условий эксплуатации на качество функционирования радиотехнических устройств и систем и разработка способов уменьшения этого влияния является целью данной работы.

Для достижения поставленной цели необходимо было предложить решение следующих задач:

1. Анализ влияния неидеальности радиоэлектронной аппаратуры и перехода на цифровые методы обработки сигнала в условиях помех на эксплуатационные и точностные характеристики радиоэлектронной аппаратуры.
2. Анализ влияния интенсивности помех и их вероятностных характеристик на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры;
3. Разработка способов уменьшения влияния особенностей аппаратурной реализации радиоэлектронная аппаратура и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронная аппаратура.

Методы исследований. При предлагаемом решении поставленных задач были использованы прикладные методы теории вероятностей и случайных процессов, теории оптимальной линейной и оптимальной нелинейной фильтрации, а также методы имитационного математического моделирования с использованием ЭВМ.

Научная новизна диссертационной работы заключается в том, что в ней впервые:

1. Доказано, что в радиотехнических системах с частотным разделением каналов, в частности, в приемной навигационной аппаратуре, при неточной настройке канального фильтра в условиях воздействия интенсивных помех возникает сдвиг оценки фазы, причем проводимая калибровка, устраняющая различие в фазовых набегах в частотных каналах, в таких условиях неэффективна вследствие возникновения асимметрии спектра помехи на выходе фильтра.
2. Показано, что в приемной навигационной аппаратуре потребителя в условиях интенсивных помех и воздействующих факторов при низкой производительности вычислителя целесообразно применение метода наименьших квадратов, обеспечивающего точность фильтрации навигационных параметров близкую к точности, которую дает использование методов оптимальной либо

квазиоптимальной линейной фильтрации, требующих больших вычислительных затрат.

3. Разработан алгоритм моделирования атмосферных и промышленных помех, имеющих квазиимпульсный характер с преобладающей импульсной составляющей в диапазонах МВ и декаметрового диапазона, в которых работает большое количество радиотехнических устройств и систем различного назначения, позволяющий описать интерференционную картину при определении вопросов помехоустойчивости аппаратуры радиотехнических систем при ее проектировании и проведении испытаний.

4. Предложены рекомендации по моделированию близкой к реальной помеховой обстановки и использованию адаптивной обработки сигнала в радиоэлектронная аппаратура в условиях изменяющихся характеристик атмосферной или тональной помех, которые позволяют уменьшить влияние аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры.

Теоретическая и практическая значимость. Теоретическая значимость диссертации заключается в обосновании адекватности использования негауссовых помех и использовании математического аппарата негауссовых процессов для исследования влияния особенностей аппаратурной реализации и эксплуатационных факторов на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры.

Практическая значимость диссертации: результаты исследования могут использоваться в работе проектных и исследовательских организаций при проектировании и испытаниях радиоэлектронной аппаратуры для того, чтобы уменьшить влияние особенностей аппаратурной реализации и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры, улучшить эксплуатационные характеристики аппаратуры радиотехнических систем, а также повысить достоверность суждений об оценках характеристик аппаратуры радиотехнических систем при проведении ее испытаний.

Основные результаты диссертации внедрены в АО «Концерн Гранит» и ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении «Московский технический университет связи и информатики», что подтверждается актами о внедрении (Приложения 1, 2, 3).

Основные положения, выносимые на защиту:

1. В радиотехнических системах с частотным разделением каналов, в частности, в приемной аппаратуре спутниковой радионавигационной связи, проводимая калибровка, устраняющая различие в фазовых набегках в частотных каналах, оказывается неэффективной при неточной настройке канального фильтра в условиях воздействия интенсивных помех вследствие возникновения асимметрии спектра помехи на выходе фильтра.

2. В приемной навигационной аппаратуре потребителя в условиях интенсивных помех и воздействующих факторов при низкой производительности вычислителя целесообразно применение метода наименьших квадратов, обеспечивающего точность фильтрации навигационных параметров близкую к точности, которую дает использование методов оптимальной либо квазиоптимальной линейной фильтрации, требующих больших вычислительных затрат.

3. Разработанный алгоритм моделирования атмосферных и промышленных помех, имеющих квазиимпульсный характер с преобладающей импульсной составляющей в диапазонах метровых и дециметровых волн, основанный на формировании вероятностных характеристик излучений интерференционной огибающей, полученных с использованием логарифмически-нормальной модели для реализации импульсной составляющей таких помех с заполнением интервалов между импульсами фоновой составляющей с нормальным законом распределения, позволяет описать реальную помеховую обстановку для описания параметров помехоустойчивости аппаратуры в процессах проекта и тестирования.

4. Рекомендации по моделированию близкой к реальной помеховой обстановки и использованию адаптивной обработки сигнала в приемной аппаратуре радиотехнические системы с автоматической установкой порога ограничения в зависимости от параметров импульсной (атмосферной или промышленной) или тональной помехи с изменяющимися характеристиками, позволяют уменьшить влияние аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиотехнические системы. Например, при использовании ограничителя с оптимальным порогом ограничения и входной полосе $\Delta f = 3$ кГц в условиях воздействия квазиимпульсной помехи с параметром импульсности $V_d = 15$ дБ, отношение сигнал/шум увеличивается на 23... 27 дБ.

Личный вклад. Результаты диссертационной работы получены автором самостоятельно, из публикаций с соавторами в диссертацию включены только личные результаты автора.

Публикации. По материалам диссертационной работы опубликовано 15 печатных работ, из них 7 – в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК Минобрнауки России, 2 статьи в сборниках, индексируемых базой данных Scopus.

Степень достоверности и апробация результатов.

Результаты работы докладывались и обсуждались на IV отраслевой научной конференции-форуме «Технологии информационного общества» (2010 г.), 65-ой научной сессии РНТОРЭС им. А.С. Попова, посвященной Дню Радио (2010 г.), X международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества» (2016 г.), Международной научно-практической конференции «Компьютерные, прикладные и инженерные инновации и модернизация отраслей промышленности»– 2018), Конференция «2019 - Системы генерации и обработки сигналов в области бортовых коммуникаций» (2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications), 2020 International Conference «Engineering Management of Communication and

Technology» (EMSTECH, Vienna), Международном научном форуме «Наука и инновации – современные концепции» (Москва, 2022г.).

Основные результаты диссертации опубликованы в 15 печатных работ, из них 7 – в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК Минобрнауки России, 2 статьи в сборниках, индексируемых базой данных Scopus.

Соответствие паспорту специальности. Результаты исследования соответствуют паспорту научной специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» по пунктам:

- 4: разработка и исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов в радиосистемах телевидения и связи при наличии помех. Разработка методов разрушения и защиты информации;

- 9: разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства, испытания и сертификации радиотехнических устройств.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертационная работа содержит введение, три раздела, заключение, список литературы и приложения. Объем работы - 138 страниц, 26 рисунков и 1 таблица. Дополнительные сведения изложены на 3 страницах в приложениях. В список литературы включено 97 источников.

1. Влияние аппаратурных ограничений на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронной аппаратуре и качество ее функционирования

1.1 Влияние параметров фильтра и неидеальности характеристик элементов фазоизмерителя на качество оценки фазы сигнала

1.1.1. Влияние неточности настройки фильтра на входе фазоизмерительного устройства на качество оценки фазы квазигармонического сигнала в условиях помех

Представляет интерес провести анализ влияния аппаратурных ограничений, а именно: влияния неидеальности характеристик элементов радиоэлектронная аппаратура, особенностей цифровой обработки и производительности используемых вычислительных средств на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронная аппаратура и качество ее функционирования в условиях помех и динамических воздействий.

Эти вопросы рассматриваются, в основном, применительно к устройствам измерения фазы либо устройствам, использующим фазу в качестве сопутствующего параметра. Интерес к фазовым радиотехническим системам и устройствам как объектам исследования факторов, влияющих на качество их функционирования обусловлен тем, что, с одной стороны, использование информации о фазе сигнала позволяет наиболее эффективно выделять сигналы из шумового фона, а также определять их характеристики, но в то же время, параметр радиосигнала «фаза» больше всего подвержен разрушению при распространении в пространстве и при прохождении радиосигнала по цепям радиоэлектронная аппаратура.

В качестве примера влияния неидеальности характеристик элементов радиоэлектронная аппаратура на качество ее функционирования рассмотрим влияние неточности настройки полосового фильтра на входе фазоизмерительного устройства на точность оценки фазы квазигармонического сигнала. При этом задача сводится к анализу точности фазовых измерений при условиях воздействия помехи, у которой спектр несимметричен, имеющем место при неточном совпадении частоты принимаемого сигнала с частотой настройки линейного фильтра на входе фазоизмерительного устройства. Вместе с этим, нам следует не рассматривать обусловленный влиянием фазо-частотной характеристики фильтра фазовый сдвиг, так как он может быть компенсирован калибровкой, выполняемой по чистому сигналу, которому обычно подвергаются высокоточные фазовые измерительные приборы. Рассмотрим дополнительную ошибку, возникающую при наложении помехи.

Пусть объектом измерения является фаза квазигармонического сигнала

$$S(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi), \quad 0 \leq t \leq \tau \quad (1.1)$$

на фоне нормальной (нестационарной) помехи $n(t)$, имеющей функцию корреляции

$$B(t, u) = b_1(t, u) \cos \omega(t - u) - b_2(t, u) \sin \omega(t - u), \quad (1.2)$$

в случае, если ее статистические характеристики не изменяются во времени, спектр ее помехи несимметричен.

Совместное распределение выборки из параметрического распределения [10] для этого случая записывается в виде

$$\begin{aligned} & L[x(t) | \phi] = \\ & = \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^{\tau} A(t) f_1(t) dt \right] \exp \left[2 \cos \phi \int_0^{\tau} x(t) v_1(t) dt + 2 \sin \phi \int_0^{\tau} x(t) v_2(t) dt \right] \end{aligned} \quad (1.2.a),$$

где

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad \mathbf{v}_1(t) = f_1(t) \cos \omega t + f_2(t) \sin \omega t,$$

$$\mathbf{v}_2(t) = f_1(t) \cos \omega t - f_2(t) \sin \omega t.$$

Здесь $f_1(t), f_2(t)$ - решения интегральных уравнений:

$$\int_0^\tau b_1(t, u) f_1(u) du = A(t), \quad (1.3)$$

$$\int_0^\tau b_1(t, u) f_2(u) du = \int_0^\tau b_2(t, u) f_1(u) du. \quad (1.4)$$

Максимизируем функцию правдоподобия фазы:

$$\varphi^* = \arctg(Y/X) + p\pi, \quad (1.5)$$

$$\text{где } X = \int_0^\tau x(t) v_1(t) dt, \quad Y = \int_0^\tau x(t) v_2(t) dt, \quad p = \begin{cases} 0, & X > 0, \\ 1, & X < 0. \end{cases}$$

Величины X, Y – нормальные случайные величины с распределением Гаусса-Лапласа, из гауссовской функции $x(t)$. Следовательно, для средних значений мер разброса значений случайной величины относительно её математического ожидания (величин X, Y) и коэффициента соотношения, показывающего корреляционную зависимость между ними:

$$X = d_1 \cos \tau - \bar{d}_2 \sin \varphi, \quad Y = d_1 \sin \varphi + d_2 \cos \varphi,$$

$$\sigma_X^2 = \sigma_Y^2 = d_1^2, \quad R_{XY} = R = d_2/d_1,$$

$$\text{где } d_i = \int_0^\tau A(t) f_i(t) dt, \quad i = 1, 2. \quad (1.6)$$

Запишем плотность распределения вероятностей для величины оценки фазы φ^* вектора, имеющего декартовы координаты X, Y . Следовательно, применив формулы из источника [20], получим:

$$\begin{aligned}
W(\varphi^*) = & \frac{1}{2\pi(1-R^2)^{1/2}(1-R\sin 2\varphi^*)} \exp\left[-\frac{d_1}{2}(1+R^2)(1-2\sin \psi)\right] + \\
& + \left(\frac{d_1(1+R^2)}{2\pi(1-R^2)}\right)^{1/2} \frac{\cos(\varphi^* - \psi) - R\sin(\varphi^* + \psi)}{(1-R\sin 2\varphi^*)^{3/2}} \times \\
& \times \exp\left\{-\frac{d_1(1+R^2)}{2(1-R\sin 2\varphi^*)} [\sin^2(\varphi^* - \psi) - R^2(1-2\psi\cos 2\varphi^*)]\right\} \times \\
& \times F\left\{\left(\frac{d_1(1+R^2)}{1-R\sin 2\varphi^*}\right)^{1/2} [\cos(\varphi^* - \psi) - R\sin(\varphi^* + \psi)]\right\}, \quad |\varphi^*| \leq \pi, \quad (1.7)
\end{aligned}$$

где $\psi = \varphi + \text{arctg } R$, $F\{\dots\}$ - функция Лапласа (табулированная).

Помехи с несимметричным спектром ведут к проявлению смещения в оценке значения амплитуды фазы. При небольшой асимметрии спектра ($b_2(t, u) \ll b_1(t, u)$) оценка фазы - асимптотически нормальна (при $d_1 \rightarrow \infty$) и имеет дисперсию

$$\sigma_{\phi^*}^2 = d_1^{-1} \quad (1.8)$$

и смещение

$$\delta\phi^* = \text{arctg}\left(\frac{d_2}{d_1}\right). \quad (1.9)$$

Из (1.9) следует, что при помехе с симметричным спектром ($b_2(t, u) \equiv 0$) смещение для оценки фазы отсутствует, поскольку, при этих условиях, соответствуя выражениям (1.4) и (1.6) $f_2(t) \equiv 0$, $d_2 \equiv 0$.

Для наглядного пояснения вышеуказанных равенств рассмотрим значение наиболее подходящей величины оценки фазы сигнала, минимизирующей апостериорный риск при влиянии нормальной помехи. Эта помеха образуется при

прохождении помехи «белый шум» через простой R-L-C контур. Её функция корреляции будет [62]

$$B(t - u) = \sigma^2 \exp(-\alpha|t - u|) [\cos \omega(t - u) + (\alpha/\omega) \sin \omega(t - u)], \quad (1.10)$$

где σ^2 - дисперсия помехи, α/ω - обобщенная расстройка.

Из выражения (1.10) с учетом зависимости корреляционной функции помехи только от разности $t - u$ следует, что помеха может рассматриваться как стационарная с несимметричным спектром.

Уравнения (1.3) и (1.4) - интегральные.

Решим их совместно и для упрощения вычислений предположим:

- $\alpha/\omega \ll 1$,

- на интервале $[0, \tau]$ функцию, его огибающую, можно дважды дифференцировать;

- интервал $[0, \tau]$ пропорционален целому числу периодов сигнала $T=2\pi/\omega$.

- учитываем выражения, описанные формулами (1.2), (1.5), (1.8) и (1.10).

Следовательно, запишем выражение для алгоритма, позволяющего найти характеристики точности фазы сигнала, а также для оценки её максимального правдоподобия:

$$\varphi^* = \arctg \frac{\int_0^\tau x(t)r_2(t)dt + C_1(0)x(0) + C_2(\tau)x(\tau)}{\int_0^\tau x(t)r_1(t)dt + (1/\omega)[C_1'(0)x(0) + C_2'(\tau)x(\tau)]} + \rho\pi, \quad (1.11)$$

$$\rho = \begin{cases} 0 & \text{признаменателе} > 0, \\ 1 & \text{признаменателе} < 0, \end{cases}$$

где

$$\begin{aligned}
 r_1(t) &= a(t) \cos \omega t + \left[\frac{a'(t)}{\omega} \right] \sin \omega t, \\
 r_2(t) &= \left[\frac{a(t)}{\omega} \right] \cos \omega t - a(t) \sin \omega t, \\
 a(t) &= \alpha^2 A(t) - A''(t), \\
 C_1(t) &= \alpha A(t) - A'(t), \quad C_2(t) = \alpha A(t) + A'(t), \\
 \sigma_{\phi^*}^2 &= \frac{2\alpha\sigma^2}{\left(\int_0^\tau \left\{ \alpha^2 A^2(t) + [A'(t)]^2 \right\} dt + \alpha [A^2(0) + A^2(\tau)] \right)}, \\
 \delta_{\phi^*}^2 &= \arctg \frac{C_2^2(\tau) - C_1^2(0)}{2\omega \left(\int_0^\tau \left\{ \alpha^2 A^2(t) + [A'(t)]^2 \right\} dt + \alpha [A^2(0) + A^2(\tau)] \right)}. \quad (1.12)
 \end{aligned}$$

Проведен расчет смещения оценки фазы по соотношению (1.12) при условии, что огибающая сигнала подчиняется гауссовскому распределению $A(t) = A_0 e^{-\mu(t - \tau/2)^2}$, с экстремумом в точке $0,5\tau$, и, длительностью импульса τ_u , связанной с длительностью интервала наблюдения τ , а также периодом сигнала $T = 2\pi/\omega$, согласно с соотношением 1.13:

$$0,1\tau_u = 2/(\mu 1ge)^{1/2} \cong 3,03/\mu^{1/2}, \quad \tau_u = \tau = 10 T. \quad (1.13)$$

Результат расчета смещения оценки фазы сигнала по (1.12) при описанных выше условиях позволяет получить зависимость $\delta\phi^*$ от α/ω (рис.1), а обобщенная расстройка α/ω играет в рассмотренном случае роль параметра, и выборочные значения при отдельных α/ω приведены в таблице 1.1. Зависимость $\delta\phi^*$ от параметра α/ω на рис. 1 нелинейная. Так что результаты расчета показали

асимметричность спектра помехи, причем параметр α/ω характеризует степень асимметричности.

Таблица 1.1

α/ω	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
$\delta\phi^*$,град	0,5	1,3	2,5	4,6	6,3

Таким образом, показано, что асимметрия спектра помехи на входе фазоизмерительного устройства, обусловленная неточной настройкой входного фильтра либо воздействием на фазоизмеритель узкополосной помехи с частотой близкой к частоте квазигармонического сигнала, приводит к смещению оценки его фазы, и получены расчетные соотношения для определения этого смещения.

1.1.2. Влияние неидеальности характеристик элементов фазоизмерителя на точность измерения фазы в условиях помех

Хотя в современной радиоэлектронная аппаратура широко используются цифровые методы обработки сигнала, тем не менее, в эксплуатации находится много радиоэлектронная аппаратура, в состав которой входят аналоговые устройства, неидеальность характеристик элементов которых может существенно сказываться на качестве их функционирования. Было проанализировано влияние неидеальности характеристик элементов аналогового фазоизмерителя следящего измерителя на его точностные характеристики при работе в условиях нормальной помехи.

При измерении фазы радиотехнического сигнала средствами аналоговой техники характеристики большинства элементов фазоизмерителя, строго говоря, нелинейны. Эффективным методом исследования нелинейных систем, находящихся под воздействием случайных возмущений, является метод

статистической линеаризации [17], основной идеей которого является замена нелинейной функциональной зависимости между случайными процессами на входе и выходе нелинейного элемента (нелинейный элемент) такой приближенной линеаризованной зависимостью, чтобы у фактической и аппроксимирующей функций достаточно точно совпадали математическое ожидание и корреляционная функция.

В [3] приведены статистические характеристики типовых нелинейный элемент. Однако при этом не рассмотрен интересный для практики случай несимметричных характеристик нелинейный элемент. Далее рассмотрим статистические характеристики нелинейный элемент общего вида, у которого несимметричны зоны ограничения и чувствительности и несимметрична крутизна (рис. 1.1.а), а также характеристики нелинейный элемент, у которого несимметричной является только крутизна (рис. 1.1.б).

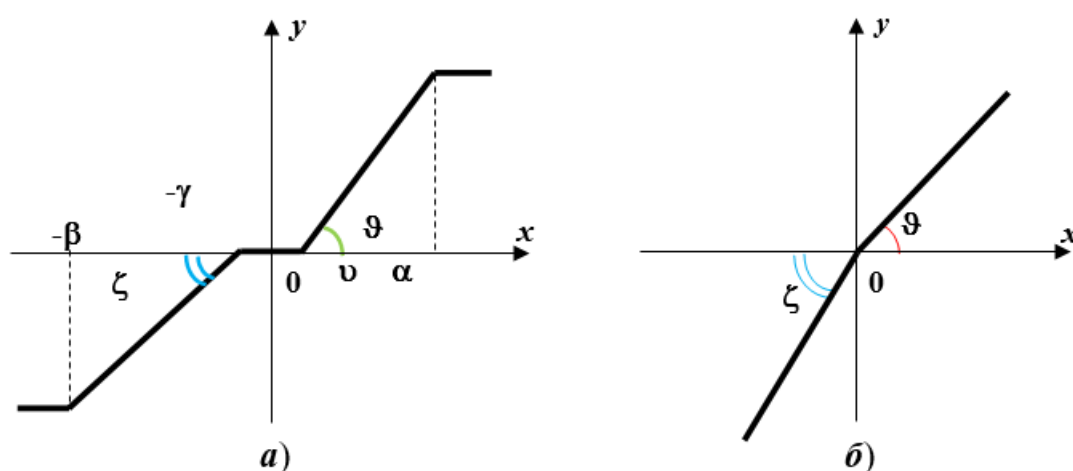


Рис. 1.1

На рисунке 1.2.1 и рисунке 1.2.2 представлены структурная и эквивалентная схемы фазоизмерителя следящего типа с астатизмом 1-го порядка, обеспечивающего нулевую ошибку (при отсутствии помех) по положению.

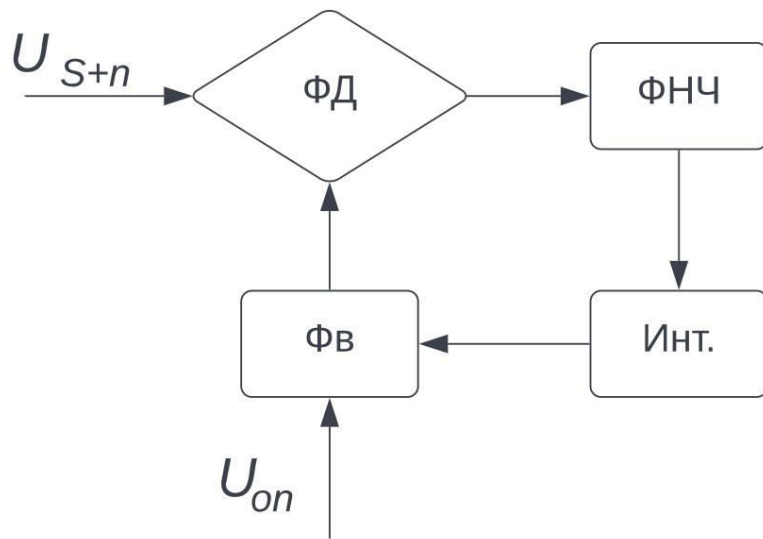


Рисунок 1.2.1

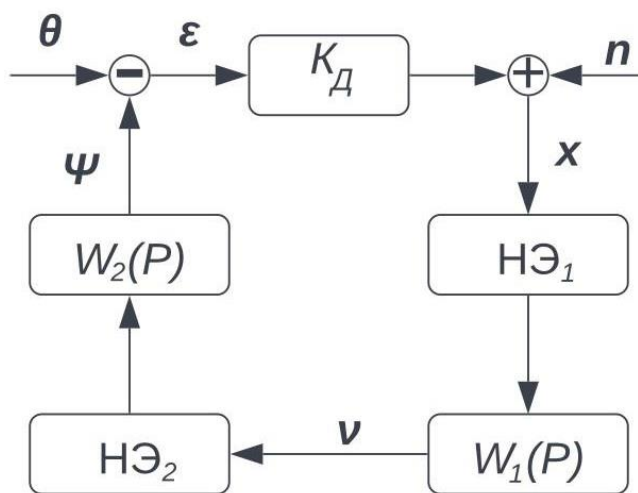


Рисунок 1.2.2

Здесь обозначено: **ФД** - фазовый дискриминатор; **фильтр нижних частот** - фильтр нижних частот; **интегратор** - интегратор, роль которого может исполнять электродвигатель либо электронная схема на операционных усилителях (ОУ); **ФВ** - фазовращатель (с отсчетным устройством); **К_Д** - коэффициент усиления безынерционного усилителя; **W₁(P)** и **W₂(P)** - передаточные функции **фильтр нижних частот** и **интегратор**; **нелинейный элемент₁** и **нелинейный элемент₂** -

нелинейные элементы, учитывающие нелинейные свойства **фазового дискриминатора и интегратора**.

Будем полагать, что процесс на входе фазового дискриминатора корреляционного типа представляет собой аддитивную смесь U_{S+n} сигнала $S(t) = A \cos [\omega_0 t + \theta(t)]$ с изменяющейся по линейному закону фазой $\theta(t) = a_0 + a_1 t$ и нормальной помехи $n(t)$ с дисперсией σ^2 . При этом помеха на выходе фазового дискриминатора также распределена нормально и имеет дисперсию и $\sigma_n^2 = K_g^2 \sigma^2$ среднее $m_{1g} = K_g A \sin \varepsilon$, где K_g - коэффициент передачи дискриминатора (по напряжению), $\varepsilon = \theta - \psi$ - рассогласование между фазами сигнала и опорного колебания.

В режиме слежения по фазе при узкой полосе пропускания фазоизмерителя и достаточно большом отношении сигнал/помеха величина рассогласования ε с большой вероятностью не выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики $m_{1g}(\varepsilon)$, а распределение фазы может полагаться нормальным. При этом эквивалентная схема **ФД** может быть представлена в виде элемента сравнения «-», на котором выделяется ошибка рассогласования ε ; безынерционного усилителя с коэффициентом усиления, равным крутизне дискриминационной характеристики вблизи нуля

$$K_D = \left. \frac{dm_{1g}(\varepsilon)}{d\varepsilon} \right|_{\varepsilon=0} = K_g A \text{ [В/рад.]} \quad (1.13a)$$

и элемента сложения «+» пересчитанных к выходу дискриминатора рассогласования $K_D \varepsilon$ и нормальной помехи с дисперсией [5]. $\sigma_n^2 = K_g^2 \sigma^2$ Возможная асимметрия крутизны характеристики **ФД** учтена с помощью нелинейного элемента **нелинейный элемент₁** с характеристиками, представленными на рис. 1.1а или 1.1б.

Передаточные функции **фильтр нижних частот** и идеализированного **интегратор** записываются в виде:

$$W_1(P) = K_{\Phi} / (1 + p \tau_{\Phi}), \quad (1.14)$$

$$W_2(P) = K_u/P, \quad (1.15)$$

где K_{Φ} и τ_{Φ} - коэффициент передачи и постоянная времени **фильтр нижних частот**, K_u - коэффициент передачи **интегратор**. нелинейные свойства **интегратор** учтены с помощью нелинейного элемента **нелинейный элемент** с характеристиками, представленными на рис. 1а или 1б. В соответствии с методом статистической линеаризации представим нелинейную функциональную зависимость между случайными процессами на входе и выходе **нелинейный элемент** $y(t) = f[x(t)]$ приближенной зависимостью

$$y(t) \cong m_1 + K_1 x_0(t), \quad (1.16)$$

где $x_0(t) = x(t) - m_x$ - центрированная случайная функция, m_x - математическое ожидание $x(t)$, m_1 и K_1 - статистические характеристики **нелинейный элемент** для вычисления регулярной и случайной составляющих процесса на его выходе. Наиболее простым и удобным способом их вычисления, дающим верхнюю границу для корреляционной функции, является способ, заключающийся в определении m_1 из равенства математических ожиданий, а K_1 из равенства дисперсий истинной функции $y(t)$ и ее аппроксимации (1.16). При этом имеем:

$$m_1(m_x, \sigma_x) = m_y = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)W(x) dx, \quad (1.17)$$

$$K_1(m_x, \sigma_x) = \frac{\sigma_y}{\sigma_x} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2(x)W(x)dx - m_y^2}{\int_{-\infty}^{\infty} x^2 W(x)dx - m_x^2} \right]^{1/2}, \quad (1.18)$$

где m_x , σ_x и m_y , σ_y - математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение (среднеквадратического отклонения) функций $x(t)$ и $y(t)$; $W(x)$ -

плотность вероятностей процесса $\mathbf{x}(t)$. Из (1.18) видно, что K_1 имеет смысл статистического коэффициента передачи *нелинейный элемент* по случайной составляющей.

При нормальном законе распределения процесса на входе *нелинейный элемент* из (1.17) и (1.18) для нелинейности с характеристикой, представленной на рис. 1а, имеем:

$$\begin{aligned}
 m_1(m_x, \sigma_x) = & \\
 = \sigma_x \left\{ \xi \left[\frac{\alpha - \nu}{\sigma_x} + \frac{\nu - m_x}{\sigma_x} F\left(\frac{\nu - m_x}{\sigma_x}\right) - \frac{\alpha - m_x}{\sigma_x} F\left(-\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x}\right) + \right. \right. & \\
 + \left. \left. \phi\left(\frac{\nu - m_x}{\sigma_x}\right) - \phi\left(\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x}\right) \right] - \mu \left[\frac{\beta - \gamma}{\sigma_x} + \frac{\gamma + m_x}{\sigma_x} F\left(\frac{\gamma + m_x}{\sigma_x}\right) - \right. \right. & \\
 \left. \left. - \frac{\beta + m_x}{\sigma_x} F\left(\frac{\beta + m_x}{\sigma_x}\right) + \phi\left(\frac{\gamma + m_x}{\sigma_x}\right) - \phi\left(\frac{\beta + m_x}{\sigma_x}\right) \right] \right\}, & \quad (1.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_1(m_x, \sigma_x) = & \left(\xi^2 \left\{ \left(\frac{\alpha - \nu}{\sigma_x} \right) + F\left(-\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x}\right) + \left[1 + \left(\frac{\nu - m_x}{\sigma_x} \right)^2 \right] \times \right. \right. \\
 & \times \left[F\left(\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x}\right) - F\left(\frac{\nu - m_x}{\sigma_x}\right) \right] - \frac{\nu - m_x}{\sigma_x} \phi\left(\frac{\nu - m_x}{\sigma_x}\right) - \\
 & \left. \left. - \frac{\alpha - 2\nu + m_x}{\sigma_x} \phi\left(\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x}\right) \right\} + \mu^2 \left\{ \left(\frac{\beta - \gamma}{\sigma_x} \right)^2 F\left(-\frac{\beta + m_x}{\sigma_x}\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \left[1 + \left(\frac{\gamma + m_x}{\sigma_x} \right)^2 \right] \left[F\left(\frac{\beta + m_x}{\sigma_x}\right) - F\left(\frac{\gamma + m_x}{\sigma_x}\right) \right] - \frac{\gamma + m_x}{\sigma_x} \phi\left(\frac{\gamma + m_x}{\sigma_x}\right) - \right. \right.
 \end{aligned}$$

$$\left. - \frac{\beta - 2\gamma + m_x}{\sigma_x} \phi \left(\frac{\beta + m_x}{\sigma_x} \right) \right\} - \left[\frac{m_1(m_x, \sigma_x)}{\sigma_x} \right]^2 \right)^{1/2}, \quad (1.20)$$

где $\phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}}$ - табулированная функция нормального закона распределения и

$$F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad - \text{интеграл Лапласа [54];}$$

ξ и μ - крутизна, α и β , ν и γ - абсолютные значения порога ограничения и зоны нечувствительности характеристики *нелинейный элемент* соответственно для положительных и отрицательных входных воздействий. При этом средняя крутизна характеристики *нелинейный элемент* $(\xi + \mu)/2$ принята равной **1**, то есть коэффициент передачи реальных элементов отнесен к соответствующим линейным звеньям. Полагая в выражениях (1.19) и (1.20) $\alpha = \beta = \infty$, $\nu = \gamma = 0$, получаем выражения для статистических характеристик *нелинейный элемент* с характеристикой, представленной на рис. 1.1б:

$$m_1(m_x, \sigma_x) = \sigma_x \left\{ \xi \left[\phi(m_x/\sigma_x) - (m_x/\sigma_x) F(m_x/\sigma_x) \right] - \mu \left[\phi(m_x/\sigma_x) - (m_x/\sigma_x) F(-m_x/\sigma_x) \right] \right\}, \quad (1.21)$$

$$K_1(m_x, \sigma_x) = \xi^2 \left\{ \left[1 + (m_x/\sigma_x)^2 \right] F(m_x/\sigma_x) + (m_x/\sigma_x) \phi(m_x/\sigma_x) \right\} + \mu^2 \left\{ \left[1 + (m_x/\sigma_x)^2 \right] F(-m_x/\sigma_x) - (m_x/\sigma_x) \phi(m_x/\sigma_x) \right\} - \left[m_1(m_x, \sigma_x) / \sigma_x \right]^2. \quad (1.22)$$

Выражения (1.19) - (1.22) весьма громоздки. При малых значениях m_x , что обычно имеет место при работе фазоизмерителя в режиме слежения, они могут

быть существенно упрощены. В этом случае вместо статистической характеристики m_1 удобно пользоваться двумя другими характеристиками: смещением f_0 регулярной составляющей процесса и статистическим коэффициентом передачи по ней K_0 , являющимися коэффициентами при первых двух членах разложения m_1 в ряд Маклорена по степеням m_x

$$m_1(m_x, \sigma_x) = f_0(\sigma_x) + K_0(\sigma_x) m_x + \dots, \quad (1.23)$$

где

$$f_0(\sigma_x) = m_1(m_x, \sigma_x)|_{m_x=0}, \quad K_0(\sigma_x) = dm_1(m_x, \sigma_x)/dm_x|_{m_x=0}. \quad (1.24)$$

Для упрощения анализа положим одновременно в выражении (1.20) для K_1 $m_x=0$. При этом из выражений (1.19), (1.20) и (1.24) имеем:

$$\begin{aligned} \varphi_0(\sigma_x) = \frac{f_0(\sigma_x)}{\sigma_x} = \xi \left[\left(\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) F \left(-\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) - \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right) F \left(-\frac{\nu}{\sigma_x} \right) + \varphi \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right) - \varphi \left(\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) \right] - \\ - \mu \left[\left(\frac{\beta}{\sigma_x} \right) F \left(-\frac{\beta}{\sigma_x} \right) - \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) F \left(-\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) + \varphi \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) - \varphi \left(\frac{\beta}{\sigma_x} \right) \right], \quad (1.25) \end{aligned}$$

$$K_0(\sigma_x) = \xi \left[\left(\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) - F \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right) \right] + \mu \left[F \left(\frac{\beta}{\sigma_x} \right) - F \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) \right], \quad (1.26)$$

$$\begin{aligned}
K_1(\sigma_x) = K_1(m_x, \sigma_x) \Big|_{m_x=0} &= \left(\xi^2 \left\{ \left(\frac{\alpha - \nu}{\sigma_x} \right)^2 F \left(-\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) + \left[1 + \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right)^2 \right] \times \right. \right. \\
&\times \left. \left[F \left(\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) - F \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right) \right] - \left(\frac{\nu}{\sigma_x} \right) \varphi \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) - \frac{\alpha - 2\nu}{\sigma_x} \varphi \left(\frac{\alpha}{\sigma_x} \right) \right\} + \\
&+ \mu^2 \left\{ \left(\frac{\beta - \gamma}{\sigma_x} \right)^2 F \left(-\frac{\beta}{\sigma_x} \right) + \left[1 + \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right)^2 \right] \left[F \left(\frac{\beta}{\sigma_x} \right) \left(/ \sigma_x \right) - F \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) \right] - \right. \\
&\left. \left. - \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) \varphi \left(\frac{\gamma}{\sigma_x} \right) - \frac{\beta - 2\gamma}{\sigma_x} \varphi \left(\frac{\beta}{\sigma_x} \right) \right\} - \varphi_0(\sigma_x)^2 \right)^{1/2}, \tag{1.27}
\end{aligned}$$

где $\varphi_0(\sigma_x)$ - нормированное смещение регулярной составляющей. Заметим, что из физических представлений следует, что $K_1(\sigma_x)$, $K_2(\sigma_x)$, $K_1(m_x, \sigma_x)$ должны удовлетворять неравенствам: $K_0(\sigma_x) \leq 1$, $K_1(\sigma_x) \leq 1$, $K_1(m_x, \sigma_x) \leq 1$.

Для нелинейности с характеристикой, представленной на рис. 1.1б, из (1.21), (1.22) и (1.24) аналогичным образом получаем:

$$\phi_0(\sigma_x) = \frac{f_0(\sigma_x)}{\sigma_x} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \delta, \quad K_0(\sigma_x) = K_1(\sigma_x) \cong 1, \tag{1.28}$$

где $\delta = \frac{\xi - \mu}{2}$ - относительная асимметрия характеристики *нелинейного элемента*.

Если на входе приемного устройства спектр помехи много шире полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (**усилитель промежуточной частоты**), энергетический спектр помехи на входе фазоизмерителя при прямоугольной амплитудно-частотной характеристике **усилитель промежуточной частоты** равномерен:

$$G(\omega) = \frac{\sigma^2}{\Delta f}, \quad \omega_0 - \pi \Delta f \leq \omega \leq \omega_0 + \pi \Delta f. \tag{1.29}$$

Здесь σ^2 и Δf - дисперсия и ширина полосы спектра помехи на выходе усилитель промежуточной частоты. При этом помеха $n(t)$ на выходе корреляционного ФД имеет $\frac{\Delta f}{2}$ дисперсию $K_g^2 \sigma^2$ и равномерный в пределах спектр

$$G_n(\omega) = \frac{2K_g^2 \sigma^2}{\Delta f}, \quad 0 \leq \omega \leq \pi \Delta f. \quad (1.30)$$

В соответствии с методом статистической линеаризации запишем уравнения движения системы, эквивалентная схема которой представлена на рис. 1.2б, отдельно для регулярных и случайных составляющих:

$$m_\psi = m_{12}(m_v, \sigma_v) W_2(P), \quad m_v = m_{11}(m_x, \sigma_x) W_1(P), \quad m_x = K_D(\theta - m_x); \quad (1.31)$$

$$\psi_0 = K_{11}(m_x, \sigma_x) K_{12}(m_v, \sigma_v) W_1(P) W_2(P) x_0, \quad x_0 = n - K_D \psi_0. \quad (1.32)$$

Здесь m_x, σ_x и m_v, σ_v - параметры случайных процессов на входах *нелинейный элемент*₁ и *нелинейный элемент*₂; $m_{11}(m_x, \sigma_x), K_{11}(m_x, \sigma_x)$ и $m_{12}(m_v, \sigma_v), K_{12}(m_v, \sigma_v)$ - соответственно статистические характеристики *нелинейного элемента*₁ и *нелинейного элемента*₂, определяемые из (1.19) и (1.20) или (1.21) и (1.22).

При этом $\sigma_\theta^2, \sigma_v^2$ и σ_ψ^2 определяются из выражений

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |W_x(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega, \quad (1.33)$$

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |K_{11} W_1(j\omega) W_x(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega, \quad (1.34)$$

$$\sigma_\psi^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |K_{11} K_{12} W_1(j\omega) W_2(j\omega) W_x(j\omega)|^2 G_n(\omega) d\omega, \quad (1.35)$$

где $W_x(j\omega) = \frac{1}{[1 + K_D K_{11} K_{12} W_1(j\omega) W_2(j\omega)]}$ - комплексная передаточная

функция для x_0 .

Решая совместно (1.31), (1.33) - (1.35) (в общем случае численно), можно получить параметры m_ψ и σ_ψ , характеризующие точностные характеристики фазоизмерителя.

Вычисление m_ψ и σ_ψ существенно упрощается и выражения для них могут быть получены в явном виде при малых значениях m_x и m_v , что имеет место при работе фазоизмерителя в режиме слежения, если скорость изменения фазы a_1 и асимметрия характеристик *нелинейный элемент* невелики. Подставляя выражения (1.33) - (1.35) K_{11} и K_{12} из (1.27) или (1.28) для *нелинейный элемент* с характеристиками, представленными на рис. 1.1а или 1.1б; K_d из (1.13); G_n из (1.30); $W_1(j\omega)$ и $W_2(j\omega)$ из (1.14) и (1.15), получаем

$$\sigma_x = K_g \sigma \left(1 - \frac{KK_{11}K_{12}}{2f} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1.36)$$

где $K = AK_gK_\phi K_u$ - коэффициент передачи разомкнутой цепи следящей системы при идеальных характеристиках звеньев. Заметим, что $\frac{KK_{11}K_{12}}{2}$ имеет смысл эффективной полосы пропускания фазоизмерителя

$$\Delta f_{\phi И} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |W_\psi(j\omega)|^2 d\omega = \frac{KK_{11}K_{12}}{2}, \quad (1.37)$$

$$\text{где } W_\psi(j\omega) = \frac{K_{11}(\sigma_x)K_{12}(\sigma_v)W_1(j\omega)W_2(j\omega)}{\left[1 + K K_{11}(\sigma_x)K_{12}(\sigma_v)W_1(j\omega)W_2(j\omega) \right]}$$

комплексная передаточная функция для $\psi_0 = \psi - m_\psi$.

Учитывая, что, как правило, $\Delta f_{\phi И} / \Delta f \ll 1$, из (1.37) получаем

$$\sigma_x \cong \sigma_n = K_g \sigma. \quad (1.38)$$

Аналогичным образом из (1.34) имеем

$$\sigma_v \cong \frac{K_\phi K_g \sigma}{\sqrt{\Delta f \tau_\phi}} \quad (1.39)$$

Далее из (1.31) с учетом (1.24) получаем

$$m_\psi = \theta - (\psi_{зан.} + \psi_{см.}), \quad (1.40)$$

где
$$\psi_{зан.} = a_1 / K K_{01}(\sigma_x) K_{02}(\sigma_v) \quad - \quad (1.41)$$

ошибка запаздывания;

$$\psi_{см.} = \frac{1}{S} \left\{ \left[\frac{\phi_{02}(\sigma_v)}{K_{01}(\sigma_\phi) K_{02}(\sigma_v) \sqrt{\Delta f \tau}} \right] + \phi_{01}(\sigma_x) \right\} \quad - \quad (1.42)$$

ошибка смещения за счет действия помехи; $S = \frac{A}{\sigma} = \sqrt{2} q$; q - отношение сигнал/помеха на входе фазоизмерителя; K_{01} , K_{02} , ϕ_{01} , ϕ_{02} - определяются из (1.25) и (1.26) или из (1.28) для **нелинейный элемент** с характеристиками, представленными на рис. 1.1а или 1.1б. Наконец, из (1.35) находим

$$\sigma_\phi = \frac{1}{S} \left[\frac{K K_{11}(\sigma_x) K_{12}(\sigma_v)}{\Delta f} \right]^{1/2} \quad (1.43)$$

Таким образом, наличие нелинейностей в трактах фазовых измерителей приводит к возникновению смещения оценки фазы сигнала, которое зависит от отношение сигнал\помеха на его входе и степени несимметричности нелинейностей. Эту ошибку нельзя учесть заранее, поскольку отношение сигнал/шум, обычно, как правило, неизвестно, а параметры различных нелинейностей зависят от множества случайных факторов: флуктуаций питающих напряжений, воздействий климатических условий и др.

Кроме того, наличие нелинейностей, как следует из (1.41) и (1.43), приводит к увеличению в $\frac{1}{K_{01} K_{02}}$ раз ошибки запаздывания и к уменьшению в $\frac{1}{\sqrt{K_{11} K_{12}}}$ раз среднеквадратического отклонения флуктуационной ошибки.

Следовательно, полученные расчетные соотношения показывают, что они могут быть использованы для определения среднеквадратической ошибки и смещения оценки фазы квазигармонического сигнала в фазоизмерительном устройстве следящего типа при нелинейной дискриминационной характеристике с несимметричными зонами нечувствительности и ограничения и несимметричной крутизной.

1.2. Ошибки, возникающие в радиоэлектронной аппаратуре при цифровой обработке сигнала в условиях помех

При использовании цифровых методов обработки информации в измерительной радиоэлектронной аппаратуре возможно ухудшение качества ее функционирования, вызванное заменой объекта измерения его цифровым эквивалентом. В частности, известен эффект смещения оценки фазы радиосигнала в условиях помех при замене фазы смеси сигнала и помехи ее цифровым эквивалентом в виде временного интервала, измеренного числом счетных импульсов между нулевыми переходами опорного колебания и первым в этом же периоде нулевым переходом смеси сигнала и помехи, обусловленного так называемыми «лишними нулями».

Фазовые измерения на поднесущей используются в угломерных радионавигационных устройствах с целью снижения требований к быстродействию измерительного прибора [37]. Кроме того, при введении режима передачи цифровых данных фазовая модуляция на поднесущей обычно используется для модернизации и обновления существующих рабочих радиостанций связи, передающих данные по каналу ТЧ. Представляет интерес

определение дополнительной ошибки оценки фазы из-за перехода к измерениям на частоте поднесущей.

В [19, 46] рассмотрен цифровой эквивалент фазы. Также рассмотрены его статистические характеристики. ЦЭФ рассмотрен в виде временного интервала между пересечениями через ноль несущей и смеси сигнала и шума. Очевидно, что сдвигом оценки фазы можно пренебречь для процессов, имеющих узкую спектральную полосу.

Рассмотрим случай модуляции фазы сигнала, модулирующего амплитуду несущей. Рассмотренный выше алгоритм может быть применен и для этого случая. Действия для обработки смеси и получения информации о фазе аналогичны рассмотренному для несущей частоты, рассмотрим переходы огибающей смеси сигнала с шумом не через ноль, а через некоторое значение среднего уровня. Далее, по аналогии найдем параметры значений фазы, рассмотрев дифференциальную вероятность для таких переходов через средний уровень. Дальнейшее рассмотрение выполним в предположении, что процесс является узкополосным для исключения возникновения лишних нулей.

Запишем выражение для АМ-сигнала:

$$s(t) = A(t) \sin \omega_0 t ,$$

$$\text{где } A(t) = A_c a(t), \quad a(t) = 1 + M \sin (\Omega t - \varphi_0), \quad (1.44)$$

Предположим, что помеха является Гауссовской, у которой мера разброса равна σ^2 , а ширина полосы $\delta\Omega$.

Следовательно, запишем выражение для дифференциальной вероятности [20]:

$$W_{\mathbf{r}}(\mathbf{r}_0, t) = \int_0^{\infty} \dot{\mathbf{r}} W_2(\mathbf{r}, \dot{\mathbf{r}}, t) \Big|_{\mathbf{r}=\mathbf{r}_0} d\dot{\mathbf{r}}, \quad (1.45)$$

где

$$W_2(r, \dot{r}, t) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + A^2(t)}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{rA(t)}{\sigma^2}\right] \frac{1}{\sigma\delta\Omega\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\dot{r}^2}{2\sigma^2(\delta\Omega)^2}\right] \quad (1.46)$$

выражение совместной функции распределения для взятых в один момент времени огибающей смеси и её смеси,

$$r_0 = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{{}_1F_1\left[-\frac{1}{2}, 1, -\frac{A^2(t)}{2\sigma^2}\right]} \quad (1.47)$$

величина значения среднего уровня огибающей смеси сигнала с помехой,

$$\begin{aligned} & {}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1, -z\right) = \\ & = e^{-\frac{z}{2}} \left[(1+z) I_0\left(\frac{z}{2}\right) + z I_1\left(\frac{z}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{- вырожденная} \\ \text{гипергеометрическая функция,} \end{array}$$

$I_0(x)$ - функция Бесселя 0-го порядка;

$I_1(x)$ - функция Бесселя первого порядка.

Интегрируем выражение (1.45). Выполним замену $\Omega t = \phi$, выразив значения интервалов времени между переходами огибающей смеси в угловых координатах. Учитывая, что опорное колебание - $\sin \Omega t$, запишем:

$$\begin{aligned} W_u(\phi) = & \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\delta\Omega}{\Omega} \right) \nu \exp\left(-\frac{1}{2} \left\{ \nu^2 + s^2 [1 + m \sin(\phi - \phi_0)]^2 \right\}\right) \times \\ & \times I_0\left\{ \nu s [1 + M \sin(\phi - \phi_0)] \right\} \quad , \end{aligned} \quad (1.48)$$

где
$$\nu = \frac{r_0}{\sigma} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{{}_1F_1\left[-\frac{1}{2}, 1, -\frac{s^2}{2} a^2(t)\right]} \quad , \quad s = \frac{A_c}{\sigma} \quad . \quad (1.49)$$

Проанализируем выражение (1.48).

Измеряемое значение фазы сигнала ϕ_0 . Максимум функции распределения $W_n(\phi)$ смещен относительно значения фазы. Смещен и центр ее «тяжести». Наличие такого сдвига обусловлено присутствием колебаниями огибающей суммы сигнала с помехой. Это вызывает появление различных величин средних значений. Флуктуации средних значений этих уровней вызывает несимметричную характеристику дифференциальной плотности вероятности переходов через средний уровень.

Таким образом, как следует из вышеизложенного, при увеличении отношения сигнал\помеха асимметричность должна становиться меньше.

Для практической стороны рассматриваемого вопроса наиболее интересно рассмотреть сильный сигнал. Для сильного сигнала ($s \gg 1$) асимметрия относительно небольшая:

$$\Delta = \frac{\nu}{s} - 1 \ll 1 ,$$

Используем асимптотическое приближение в (1.48) для функции Бесселя нулевого порядка $I_0(x)$ при больших значениях x . Рассмотрим функцию распределения вблизи экстремума функции распределения $W_n(\phi)$ при малых значениях разности фаз $\phi - \phi_0$. В таком случае введем коэффициент нормирования и исключим из рассматриваемого случая края функции $W_n(\phi)$:

$$k_n = \frac{1}{\int_{\phi} W_n(\phi) d\phi} \cong \sqrt{2\pi} \frac{\Omega}{\delta\Omega} sM , \quad (1.50)$$

то выразим (1.48) и запишем для нормированной дифференциальной функции плотности вероятностей в приближении:

$$W_{н.норм.}(\phi) = k_n W_n(\phi) \cong \frac{sM}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(sM)^2 \left(\phi - \phi_0 - \frac{\Delta}{M} \right)^2}{2} \right], \quad s \gg 1. \quad (1.51)$$

Функция соотношения (1.51) распределена по Гауссовскому закону.

Получим с такими же условиями [20] выражение для функции распределения фазы смеси гармонического сигнала и гауссовского шума

$$W(\phi) \cong \frac{s}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{s^2}{2} (\phi - \phi_0)^2 \right], \quad s \gg 1, \quad (1.52)$$

Оно подчиняется также гауссовскому закону, но отличается величиной меры разброса значений относительно ее математического ожидания:

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{(sM)^2}, \quad (1.53)$$

появляется смещение значения фазы

$$\sigma_{\phi} = \frac{\Delta}{M}. \quad (1.54)$$

Найдем по методу оценивания максимального правдоподобия сдвиг оценки фазы ϕ_0 . Для эквивалентной замены возьмем распределение значений функции, указанной в (1.51).

Покажем зависимость (1.54) сдвига фазы от отношения $q = \frac{s}{\sqrt{2}}$ сигнал\помеха на рисунке 1.3.

Зависимость покажем для нескольких значений коэффициента модуляции M .

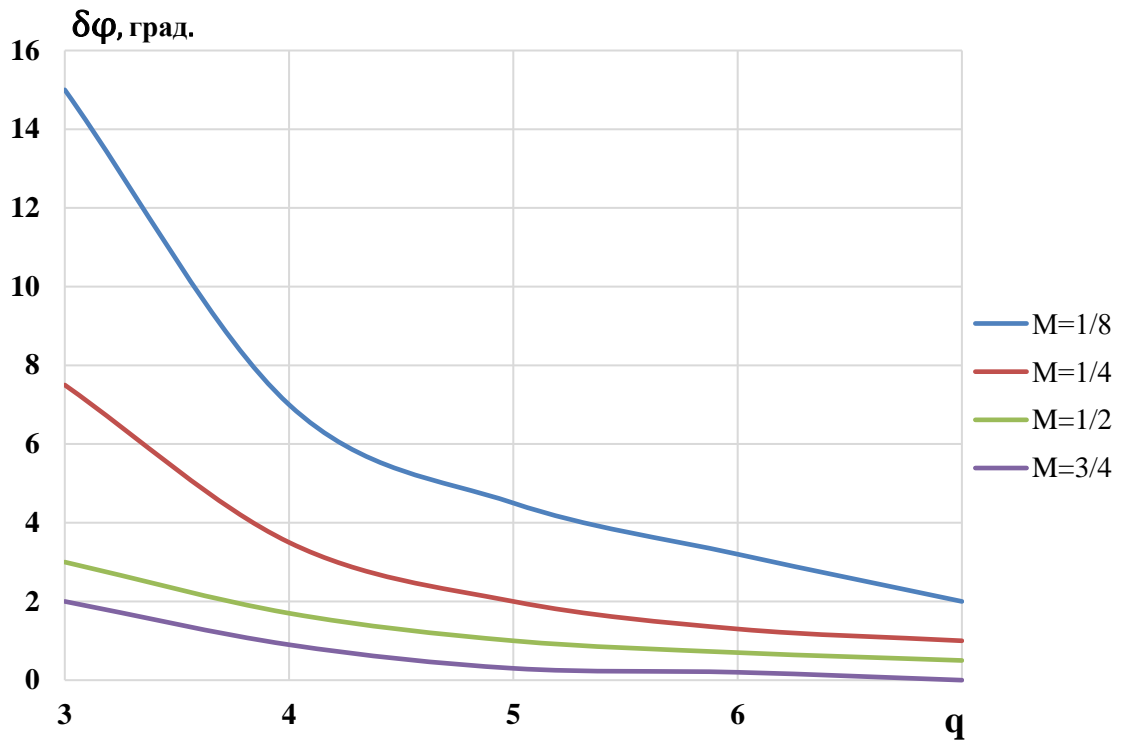


Рисунок 1.3

Проанализировав кривые, можно сделать вывод о том, что характеристики точности на удовлетворительном уровне обеспечиваются при выполнении следующих условий: отношение сигнал\помеха q должно быть больше 5-6, глубина модуляции амплитудно-модулированного сигнала M должно быть больше или равно 0.5. Только при выполнении указанных условий точность цифровых измерений фазы на поднесущей частоте с использованием метода определения значений на переходах огибающей смеси сигнала и помехи обеспечивает нормальные значения факторов, характеризующих точность.

Следует заметить, что при рассматриваемом случае измерения фазы в фиксации моментов переходов смеси через средний уровень, появляется смещение в оценке фазы. Оно вызвано нелинейной обработкой после детектирования.

Данное смещение можно устранить. Для решения этой задачи можно реализовать корреляционную обработку параметров после обнаружения. Эта обработка подразумевает синхронное обнаружение огибающей смеси. В данном

случае изменения значений среднего уровня огибающей функции смеси сигнала и помехи из-за действия шумов не скажутся на результатах измерения.

1.3. Сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов фильтрации параметров, измеряемых на движущемся объекте в условиях ограниченной производительности вычислителя

Рассмотрим задачу обработки параметров, получаемых в результате измерений, для случая движущегося измерительного устройства. В качестве примера можно привести измерительное устройство, размещенное на летательном аппарате, или, например, в системах подвижной связи, используемых для приемапередачи потока измеренных данных. Исключительно важным является случай измерения навигационных параметров движущейся навигационной аппаратуры подвижной спутниковой радионавигационной системы (СРНС), например системы ГЛОНАСС или GPS.

Движущийся объект, помимо доплеровского сдвига при передаче данных, добавляет случайные колебания, обусловленные случайными флуктуациями скорости движущегося объекта. В этом случае сами измеренные параметры также претерпевают случайные колебания. То есть в движущейся навигационной аппаратуре потребителей должна осуществляться фильтрация навигационных параметров с учетом случайных флуктуаций вследствие флуктуаций скорости движущейся навигационной аппаратуры потребителей.

Поскольку образом, в движущейся навигационной аппаратуре потребителя происходит фильтрация измеренных навигационных параметров, обсуждаемые выше колебания влияют на скорость обработки в процессе фильтрации. Поскольку аппаратура потребителя имеет ограниченные ресурсы по габаритам, массе, а также зачастую стоимости, то производительность встроенного в навигационную аппаратуру процессора является весьма критичной. В этом случае алгоритм

нахождения навигационных параметров (навигационных параметров) должен быть максимально простым, при условии обеспечения высокой скорости обработки навигационных данных и обеспечения высокой точности получения навигационных параметров.

Пусть движущийся объект движется со скоростью V , имеющей составляющие скорости V_x, V_y, V_z по каждой из координат x, y, z . Искомые навигационных параметров, определяемые по радионавигационного сигналу относительно опорного генератора на движущемся НАП, при учете сдвига Δ шкалы времени на НАП относительно времени, которое имеется в движущейся навигационной аппаратуре подвижной спутниковой радионавигационной системы, и скорости изменения сдвига V_Δ :

$$\lambda = [x \ V_x \ y \ V_y \ z \ V_z \ \Delta \ V_\Delta] . \quad (1.55)$$

Применяя описание вектора движения в виде (1.55) будем считать, что параметры состояния НАП в дискретном времени есть марковский процесс с описание случайной его составляющей нормальным законом [61]. Получим описание динамических свойств движущегося НАП, применяя формулу [67]:

$$\lambda = \Phi \lambda_{(i-1)} + n_{\lambda(i-1)} , \quad (1.56)$$

В формуле (1.56) дискретные состояния вектора λ (1.55) $\lambda_i = \lambda(t_i)$ определяются с шагом дискретизации Δt в дискретные моменты времени $t_i = \Delta t_i$.

Для случайного дискретного процесса изменения состояний движущегося объекта эффективная ширина полосы нормальных флуктуаций вектора скорости со спектральными плотностями N_x, N_y, N_z, N_Δ по каждой из координат равна $\mu = x, y, z; \alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$ и α_Δ .

Тогда диагональная матрица Φ имеет вид:

$$\Phi_{\mu} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(1 - e^{-\alpha_{\mu}\Delta t})}{\alpha_{\mu}} \\ 2 & e^{-\alpha_{\mu}\Delta t} \end{bmatrix}. \quad (1.57)$$

В формуле (1.57) n_{μ} - вектор-столбец флуктуаций. Здесь и далее принято, что математическое ожидание равно нулю.

Тогда корреляционная матрица Q имеет следующий вид:

$$Q_{\mu} = \frac{N_{\mu}}{2} \begin{bmatrix} \left(\frac{\alpha_{\mu}\Delta t - \frac{3}{2} + 2e^{-\alpha_{\mu}\Delta t}}{\alpha_{\mu}^3} \right) & \frac{(e^{-\alpha_{\mu}\Delta t} + e^{-2\alpha_{\mu}\Delta t})}{2\alpha_{\mu}^2} \\ \frac{(e^{-\alpha_{\mu}\Delta t} + e^{-2\alpha_{\mu}\Delta t})}{2\alpha_{\mu}^2} & \frac{(1 - e^{-2\alpha_{\mu}\Delta t})}{2\alpha_{\mu}} \end{bmatrix}, \quad (1.58)$$

Запишем уравнение для вектора Рнавигационных параметров ρ в моменты t_i :

$$\rho_i = H_i \lambda_i + n_i, \quad (1.59)$$

Дискретный вектор $\rho_i = \rho(t_i)$, а дискретный вектор n_i определен составляющими нормальных флуктуаций.

Составляющими дискретного вектора ρ_i являются псевдодальности ρ_k и псевдоскорости V_k от НАП до k -го спутника с его координатами x_k, y_k, z_k :

$$\rho_k = r_k + \Delta c, \quad V_k = (\rho_{k(i)} - \rho_{k(i-1)}) / \Delta t, \quad (1.60)$$

$$r_k = [(x - x_k)^2 + (y - y_k)^2 + (z - z_k)^2]^{1/2} \quad (1.61)$$

Вектор n_i имеет диагональную корреляционную матрицу R со средними квадратическими отклонениями σ случайных ошибок измерения Рнавигационных

параметров в качестве элементов на главной диагонали матрицы R :

$$\left. \sigma \rho_k^2 \right|_{k=1, \dots, m}, \left. \sigma V_k^2 \right|_{k=1, \dots, m}.$$

Рассчитаем псевдодальность для минимального количества спутников - четыре. В этом случае выражение для вектора R навигационных параметров можно записать:

$$\rho = [\rho_1 \ \rho_2 \ \rho_3 \ \rho_4 \ V_1 \ V_2 \ V_3 \ V_4]. \quad (1.62)$$

Определим навигационных параметров движущейся НАП (1.55) через найденные R навигационных параметров:

$$\rho = H\lambda, \quad H = \left\| \begin{array}{ccc|ccc} H_\rho & & & & & \mathbf{0} \\ \hline & & & & & \\ \mathbf{0} & & & & & H_V \end{array} \right\|, \quad H_V \cong H_\rho, \quad (1.63)$$

где H - матрица направляющих косинусов, зависящая от взаимного расположения движущейся навигационной аппаратуры потребителей и спутника;

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_1}{\partial x} & \frac{\partial \rho_1}{\partial y} & \frac{\partial \rho_1}{\partial z} & \frac{\partial \rho_1}{\partial \Delta t} \\ \frac{\partial \rho_2}{\partial x} & \frac{\partial \rho_2}{\partial y} & \frac{\partial \rho_2}{\partial z} & \frac{\partial \rho_2}{\partial \Delta t} \\ \frac{\partial \rho_3}{\partial x} & \frac{\partial \rho_3}{\partial y} & \frac{\partial \rho_3}{\partial z} & \frac{\partial \rho_3}{\partial \Delta t} \\ \frac{\partial \rho_4}{\partial x} & \frac{\partial \rho_4}{\partial y} & \frac{\partial \rho_4}{\partial z} & \frac{\partial \rho_4}{\partial \Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(x-x_1)}{r_1} & \frac{(y-y_1)}{r_1} & \frac{(z-z_1)}{r_1} & 1 \\ \frac{(x-x_2)}{r_1} & \frac{(y-y_2)}{r_1} & \frac{(z-z_2)}{r_1} & 1 \\ \frac{(x-x_3)}{r_1} & \frac{(y-y_3)}{r_1} & \frac{(z-z_3)}{r_1} & 1 \\ \frac{(x-x_4)}{r_1} & \frac{(y-y_4)}{r_1} & \frac{(z-z_4)}{r_1} & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.64)$$

Определение навигационных параметров движущейся НАП, то есть значения элементов вектора λ^* , проводится на основании вектора R навигационных параметров ρ . Оценку точности нахождения координат проведем путем усреднения

корреляционной матрицы ошибок оценки (усреднение в формуле обозначено как M):

$$P = M [(\lambda - \lambda^*) (\lambda - \lambda^*)^T], \quad (1.65)$$

Рассмотрим различные статистические методы обработки результатов измерений. Для сравнения используем наиболее широко распространенные такие методы как метод наименьших квадратов (метод наименьших квадратов), метод оптимальной линейной фильтрации (оптимальный фильтр – фильтр Калмана) и метод квазиоптимальной линейной фильтрации.

Метод наименьших квадратов – один из наиболее популярных методов статистики. Известно, что алгоритм, реализуемый на основе метод наименьших квадратов, является наиболее простым и быстрым в вычислениях методом обработки случайных данных. Рассмотрим применение алгоритма метод наименьших квадратов для определения навигационных параметров на основании (1.63) [65]:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + [H_{i-1}^T K H_{i-1}]^{-1} H_{i-1}^T K \rho_i, \quad (1.66)$$

где весовая матрица K учитывает разную для каждой из координат точность измерений.

Положим $K = R^{-1}$. Тогда значение оценки λ_i^* совпадает с оценкой максимального правдоподобия:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + [H_{i-1}^T R^{-1} H_{i-1}]^{-1} H_{i-1}^T R^{-1} \rho_i, \quad (1.67)$$

Таким образом, корреляционная матрица ошибок поправок к оценке вектора навигационных параметров на i -м шаге имеет вид

$$\hat{\rho}_i = [H_i^T R^{-1} H_i]^{-1} H_i^T R \left[(H_i^T R^{-1} H_i)^{-1} H_i^T \right]^T. \quad (1.68)$$

Если навигационные параметры определять по моментальным измерениям, то есть сформировать минимальную выборку значений, то подучим обратимую матрицу H , для которой существует матрица $G = H^{-1}$, получим

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + G_{i-1} \rho_i, \quad (1.69)$$

$$P_i = GRG^T \quad . \quad (1.70)$$

Тактовый интервал Δt и параметры функции движения аппаратуры потребителей не влияют на точностные характеристики рассматриваемого метода наименьших квадратов. При определении параметров точности метод наименьших квадратов определяет параметры точности исходя из случайных значений на текущий момент времени и не задействует никакие информативные величины о характере движения подвижного объекта.

Рассмотрим метод экстраполяции для распространения и прогнозирования событий. Он довольно просто реализуется технически, например реализация линейной экстраполяции занимает всего одно действие. Все возникающие при этом ошибки являются независимыми друг от друга. Тогда, для аппаратуры потребителей запишем выражение для корреляционной матрицы ошибок позиционирования (1.56),(1.59):

$$P = P_i + Q = GPG^T + Q. \quad (1.71)$$

Выражение для описания этой матрицы будем использовать для сравнения рассмотренного метода оптимизации с другими.

Для определения параметров навигации рассмотрим метод нелинейной фильтрации с гауссовским распределением помех, как описано в [67]. Запишем выражения для вектора оценок параметров навигации и матрицы коэффициента передачи фильтра в дискретном времени:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + M_{i-1} H_{i-1}^T \left[\rho_i - H_{i-1} \lambda_{i-1}^* \right], \quad (1.72)$$

$$M_i^{-1} = [\Phi M_{i-1} \Phi^T + Q_{i-1}] + H_{i-1}^T R^{-1} H_{i-1}. \quad (1.73)$$

$$M_i = [P_i^{-1} + H_i^T R^{-1} H_i]^{-1} \quad (1.74)$$

Уравнения (1.72) и (1.73) совпадают с уравнениями многомерной оптимальной линейной фильтрации (фильтрации Калмана). В случае, когда элементы матрицы H изменяются медленно, а значения элементов Q постоянны, имеет место установившийся процесс и динамические свойства навигационных параметров постоянны. Тогда

$$P = \Phi [P^{-1} + H^T R^{-1} H]^{-1} \Phi^T + Q. \quad (1.75)$$

$$\lambda_i^* = \Phi \lambda_{i-1}^* [P^{-1} + H^T R^{-1} H]^{-1} H^T R^{-1} [\rho_i - H \Phi \lambda_{i-1}^*] \quad (1.76)$$

при значительном расстоянии аппаратуры потребителей от спутника нелинейностью в указанных соотношениях можно пренебречь, так как она тем слабже, чем больше расстояние. Положим матрицу H - линейной [55]. В этом случае, метод оптимальной линейной фильтрации дает такие результаты определения значений параметров, которые довольно близки к результатам фильтрации навигационных параметров, полученным при использовании метода квазиоптимальной линейной фильтрации. Но, аппаратуру, обеспечивающую обработку сигнала по методу оптимальной линейной фильтрации проще реализовать на физическом уровне, вместе с этим, не требуется такое количество вычислений, что экономит время и производительность вычислительного устройства навигаторов пользователей.

Алгоритм оптимальной линейной фильтрации - рекуррентен (формулы (1.75), (1.76)). В методе оптимальной линейной фильтрации определение P производится из уравнения (1.76) - уравнения Риккати. Построить реализацию такого алгоритма оптимальной линейной фильтрации трудно в случае большой

размерности фильтра n , так как объем вычислений P кубически увеличивается в зависимости от размерности фильтра.

Рассмотрим промежуточное звено между методами оптимальной линейной фильтрации и методом наименьших квадратов – квазиоптимальную линейную фильтрацию. Это такая фильтрация параметров, при которой в каждом канале для измерения параметров дальности и скорости ставится оптимальный линейный фильтр 2-го порядка. После выполнения алгоритма фильтрации навигационных параметров дальнейшее определение параметров производится в соответствии с алгоритмом по методу наименьших квадратов. Наглядно видно, что методика выполнения алгоритма квазиоптимальной линейной фильтрации гораздо проще, чем алгоритма оптимальной линейной фильтрации. Вместе с этим, метод квазиоптимальной линейной фильтрации требует меньшей производительности процессора в аппаратуре потребителей.

Вычислим корреляционную матрицу ошибок фильтрации навигационных параметров λ^* . Для этого вычислим матрицу P_k оценок вектора $[\rho_k V_k]^T$ в условиях (1.56) и (1.59). Оценить элементы вектора можно с использованием следующих соотношений:

$$[\rho_k V_k]_i^T = \Phi_k [\rho_k V_k]_{i-1}^T + n_{\lambda k(i-1)}, \quad k = 1, 2, \dots, m, \quad (1.77)$$

$$[\rho_k V_k]_i^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [\rho_k V_k]_i^T + n_{ki}, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (1.78)$$

Здесь $n_{\lambda k}$ и n_k - векторные случайные процессы, являются соответствующими элементами векторов n_λ и n , а их корреляционные матрицы Q_k и R_k равны соответствующим блокам размерности 2×2 матриц Q и R . При этом, сделав предположение, что навигационная аппаратура потребителей может перемещаться одинаково во всех направлениях и в каждом канале измерения проводятся с одинаковой точностью, запишем, учитывая выражения (1.57) и (1.58):

$$Q_k = \frac{N}{2} \begin{bmatrix} \left(\frac{\alpha\Delta t - \frac{3}{2} + 2e^{-\alpha\Delta t}}{\alpha^3} \right) & \frac{(e^{-\alpha\Delta t} + e^{-2\alpha\Delta t})}{2\alpha^2} \\ \frac{(e^{-\alpha\Delta t} + e^{-2\alpha\Delta t})}{2\alpha^2} & \frac{(1 - e^{-2\alpha\Delta t})}{2\alpha} \end{bmatrix}, \quad (1.79)$$

$$R_k = \begin{bmatrix} \sigma_p^2 & 0 \\ 0 & \sigma_V^2 \end{bmatrix}, \quad (1.80)$$

$$\Phi_k = \begin{bmatrix} 1 & \frac{(1 - e^{-\alpha\Delta t})}{\alpha} \\ 0 & e^{-\alpha\Delta t} \end{bmatrix}. \quad (1.81)$$

Запишем выражения для оптимальной линейной фильтрации 2-го порядка по каждому каналу проведения измерений и учитывая выражения (1.76) и (1.79) - (1.81):

$$\rho_{ki}^* = \Phi_k \rho_{k(i-1)}^* + [P_k^{-1} + R_k^{-1}]^{-1} R_k^{-1} \left(\rho_{k_i} - \Phi_k \rho_{k(i-1)}^* \right), \quad (1.82)$$

$$P_k = \Phi_k [P_k^{-1} + R_k^{-1}] \Phi_k^T + Q_k. \quad (1.83)$$

Рассмотрим только оценку точности определения координат. В этом случае на входе блока обработки информации по методу наименьших квадратов матрица ошибок фильтрации параметров псевдодальностей P_{in} будет диагональной матрицей с элементами в главной диагонали - P_1, P_2, P_3, P_4 .

На выходе квазиоптимальной линейной фильтрации после обработки предварительно отфильтрованных результатов измерения P навигационных параметров ρ^* по алгоритму метода наименьших квадратов запишем выражение

для оценки вектора навигационных параметров λ^* , с учетом (1.69) и (1.70), которая запишется в виде:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + G\rho_i^*, \quad (1.84)$$

$$P = GP_{in}G^T. \quad (1.85)$$

Проведем расчет влияние шага дискретизации Δt на точность определения навигационных параметров движущегося НАП. Уменьшение шага дискретизации Δt ведет к увеличению времени вычислений и, соответственно, точности методов фильтрации, осуществляемых процессором НАП. Полученные результаты позволят выявить требования к процессору в НАП. Для каждого из рассмотренных выше алгоритмов имеется своя зависимость ошибки фильтрации от Δt .

Проведем расчет ошибки фильтрации от шага дискретизации при использовании алгоритма метод наименьших квадратов. Для конкретизации метод наименьших квадратов применим разовую выборку с шаговой линейной экстраполяцией. Для этого рассчитаем среднеквадратичное отклонение для радиальной составляющей определения навигационных параметров:

$$\sigma_r = (P_{xx} + P_{yy} + P_{zz})^{1/2},$$

P_{xx} , P_{yy} и P_{zz} - элементы матрицы P (1.85). Они равны среднеквадратическому отклонению для каждой из декартовых координат x , y , z для точки положения навигационной аппаратуры потребителей.

Корреляционную матрицу флуктуаций Q (1.58) для большинства реализуемых случаев $\alpha_\mu \Delta t \ll 1$ можно записать:

$$Q_{\mu=x,y,z} = \frac{N_\mu}{2} \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^3}{3} & \frac{\Delta t^2}{2} \\ \frac{\Delta t^2}{2} & \Delta t \end{bmatrix}, \quad (1.86)$$

При этом, полагаем, как и ранее, что НАП движется с изменением всех координат, и точность измерений по каждой из координат одинакова ($\sigma_{p1} = \sigma_{p2} = \sigma_{p3} = \sigma_{p4} = \sigma_p$). Тогда с учетом (1.71) можно записать для метод наименьших квадратов:

$$\sigma_{r\text{МНК}} = [(\Gamma_r \sigma_p)^2 + N \Delta t^3 / 2]^{1/2}, \quad (1.87)$$

В (1.87) геометрический фактор $\Gamma_r = [T_r(GG^T)]^{1/2} = \sigma_r / \sigma_p$ зависящий от взаимного расположения НАП и спутников (сумма квадратов диагональных элементов обозначена T_r). $\Gamma_r \sigma_p$ – дисперсия ошибки радиального позиционирования навигационной аппаратуры потребителей при отсутствии колебаний в динамике движения. $\Gamma_r \sigma_p$ не является зависимой величиной от тактового интервала Δt и определяется относительным положением навигатора и спутников. $N \Delta t^3 / 2$ зависит от параметров движения навигационной аппаратуры потребителей. Именно этот член зависит от Δt и растет с увеличением Δt .

На рис. 1.4 показаны расчетные зависимости среднеквадратического отклонения σ_r определения навигационных параметров движущейся навигационной аппаратуры потребителей от шага дискретизации Δt при их фильтрации методом наименьших квадратов, многомерных оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации.

В расчетах принято, что опорный генератор, расположенный на НАП, имеет пренебрежимо малое Δ , а определение координат НАП производится по трем спутникам. Принято, что геометрический фактор $\Gamma = 2,65$; среднеквадратическое отклонение измерения величин радиальной $\sigma_p = 6$ м и радиальной $\sigma_v = 0,6$ м/с; эффективная ширина полосы динамических изменений скорости движущейся навигационной аппаратуры потребителей $\alpha = 0,02\text{с}^{-1}$; среднеквадратическое отклонение флуктуаций $\sigma_{v\text{по}} = 2,24$ м/с.

На рис. 1.5 приведены зависимости σ_r от Δt при фильтрации навигационных параметров с методом $N = 4 \sigma_{r_m}^2 \alpha \cong 0,4 \text{ м}^2\text{с}^{-3}$ наименьших квадратов, а также при многомерной оптимальной линейной фильтрации для случая наличия четырех спутников. При выполнении расчета были использованы данные:

относительная нестабильность опорного генератора, расположенного на навигационной аппаратуре потребителей:

$$\sigma_f / f = 10^{-9}, \sigma_p = 5 \text{ м}, \sigma_V = 0,1 \text{ м/с}, \sigma_{V_{\text{ПО}}} = 1 \text{ м/с}, \alpha = 0,05 \text{ с}^{-1}.$$

Результаты расчета зависимости среднеквадратического отклонение определения радиального значения r навигационных параметров, представленные на рисунках 1.4 и 1.5, показали, что при малом его значении использование оптимальной линейной фильтрации обеспечивает значительно меньшее значение среднеквадратического отклонения, чем то, которое получается при методе наименьших квадратов, то есть более высокую точность определения навигационных параметров для навигационной аппаратуры потребителей.

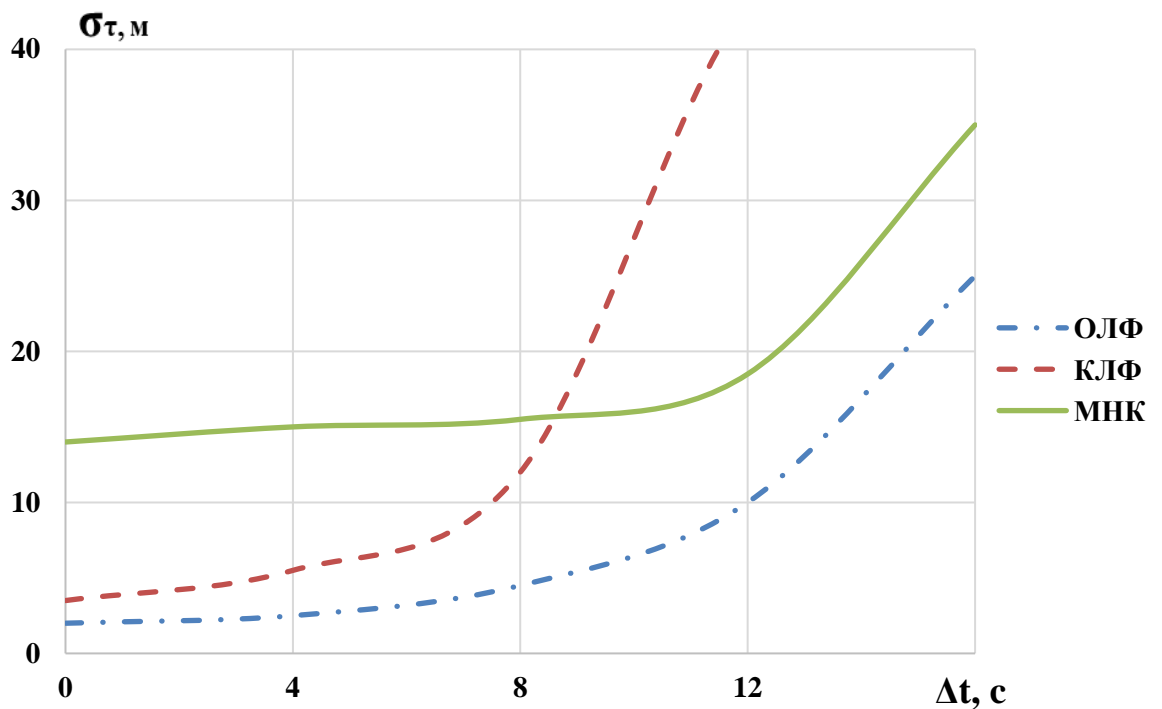


Рисунок 1.4

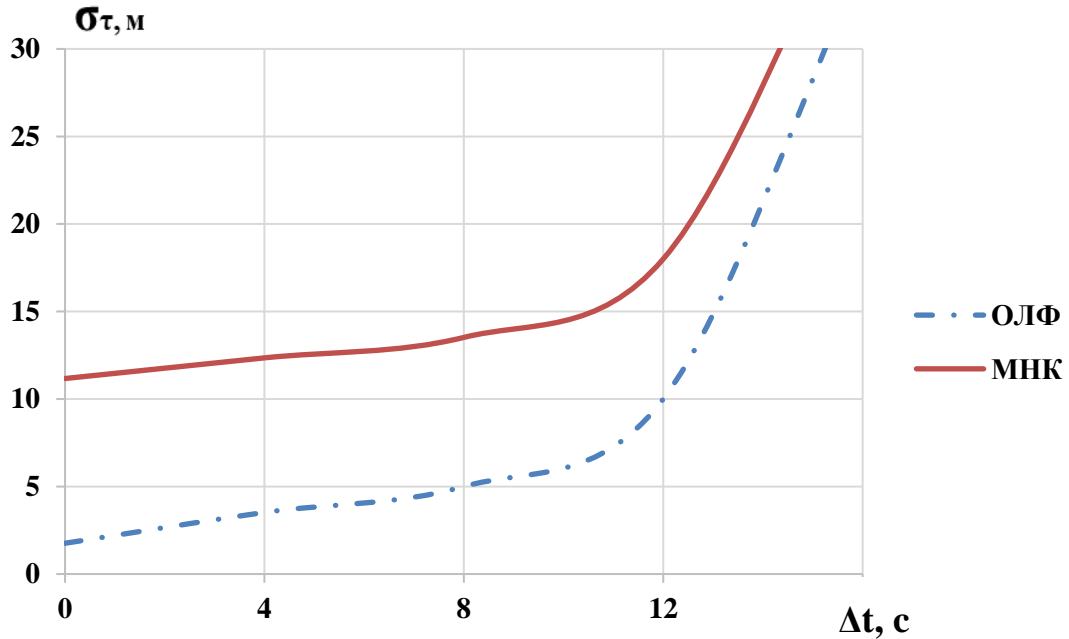


Рисунок 1.5

Результаты расчетов также показывали, что при малых значениях Δt среднеквадратическое отклонение при использовании квазиоптимальной линейной фильтрации несколько превышает среднеквадратическое отклонение при использовании метода оптимальной линейной фильтрации, но с увеличением Δt значение среднеквадратическое отклонение быстро растет, причем и с дальнейшим ростом Δt превышает среднеквадратическое отклонение при метод наименьших квадратов. Поскольку в оптимальной линейной фильтрации используются разные каналы, то при большом шаге дискретизации невозможно определить значения корреляции ошибок измерения в них, так как при вычислениях $P_{\text{вх}}$ в оптимальной линейной фильтрации недиагональные элементы обнулены.

Таким образом, применение для фильтрации навигационных параметров методов оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации целесообразно только при высокой скорости обработки результатов измерений процессором навигационной аппаратуры потребителей, которая позволяет использовать малый тактовый интервал. При этом получаем преимущество, выражающееся в увеличении точности, примерно в десять раз от

использования методов оптимальной и квазиоптимальной линейной фильтрации навигационных параметров по сравнению с методом наименьших квадратов.

При низкой скорости обработки результатов измерений процессором навигационной аппаратуры потребителей метод оптимальной линейной фильтрации обеспечивает точность фильтрации навигационных параметров, близкую к точности, реализованной с помощью гораздо более простого и быстрого алгоритма метод наименьших квадратов. При низкой скорости обработки результатов применение метода квазиоптимальной линейной фильтрации дает значительно худшие результаты фильтрации навигационных параметров, чем метод наименьших квадратов.

1.4. Основные результаты и выводы

Результаты, полученные в первой главе, состоят в следующем:

1. Показано: асимметрия спектра помехи на входе фазоизмерительного устройства, обусловленная неточной настройкой входного фильтра либо воздействием на фазоизмеритель узкополосной помехи с частотой близкой к частоте квазигармонического сигнала, приводит к смещению оценки его фазы, и получены расчетные соотношения для определения этого смещения.

2. Получены расчетные соотношения для определения среднеквадратической ошибки и смещения оценки фазы квазигармонического сигнала в фазоизмерительном устройстве следящего типа при нелинейной дискриминационной характеристике с несимметричными зонами нечувствительности и ограничения и несимметричной крутизной.

3. Показано, что при цифровых фазовых измерениях на поднесущей с использованием в качестве цифрового эквивалента фазы временного интервала между переходами огибающей смеси сигнала с помехой через средний уровень и

нулевыми переходами опорного колебания имеет место смещение оценки фазы, и получено расчетное соотношение для его определения.

4. При решении задачи цифровой фильтрации флуктуирующих параметров произведен сравнительный анализ точностных характеристик метода наименьших квадратов с линейной экстраполяцией за один шаг и алгоритмов многомерной оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации с оптимальной линейной фильтрацией в отдельных каналах измерения и последующей обработкой результатов предварительной фильтрации по алгоритму метод наименьших квадратов.

На основании результатов, полученных в первой главе, можно сделать следующие выводы:

1. Калибровка высокоточных фазоизмерительных устройств с целью компенсации задержки сигнала в приемном тракте, которая обусловлена влиянием фазочастотной характеристики частотно-избирательной цепи (неточно настроенной), как это делается, например, в приемном устройстве аппаратуры пользователей ГЛОНАСС с частотным разделением каналов, в условиях действия интенсивных помех может оказаться неэффективной, поскольку не учитывает смещения оценки фазы, обусловленного несимметрией спектра помехи при неточной настройке частотно-избирательной цепи.

2. Асимметрия дискриминационной характеристики фазоизмерительного устройства следящего типа, обусловленная неидеальностью характеристик элементов фазоизмерителя при его реализации средствами аналоговой техники, в условиях действия помех приводит к практически неустранимому смещению оценки фазы сигнала, поскольку фактическое отношение сигнал/помеха в условиях эксплуатации, как правило, неизвестно, а параметры нелинейностей характеристик элементов аналогового фазоизмерителя зависят от случайных факторов, таких как изменение питающих напряжений, влияние климатических воздействий и др.

3. Рассмотренный метод применения цифрового эквивалента фазы как метод цифровой обработки с применением временного интервала между переходами

оггибающей смеси АМ-сигнала с шумом через средний уровень и нулевыми переходами опорного колебания при фазовых измерениях на поднесущей, применяемых, например, при введении режима цифровой передачи данных по каналу тональной частоты в процессе модернизации предназначенных для речевой связи радиостанций, а также в угломерных радионавигационных системах, при высокой интенсивности помех оказаться нецелесообразной в связи с возникающим при этом смещением оценки фазы.

4. Использование многомерных оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации в цифровых измерителях навигационных параметров, используемых в аппаратуре потребителей для определения координат, целесообразно только при высокой производительности процессора. По сравнению с методом наименьших квадратов мы получили существенный выигрыш в оценке параметров. При низкой производительности процессора в аппаратуре потребителей использование метода многомерной оптимальной линейной фильтрации нецелесообразно, так как он обеспечивает точность фильтрации навигационных параметров, близкую к точности гораздо более простого метода наименьших квадратов. Тем более нецелесообразно использовать квазиоптимальную линейную фильтрацию в этом случае, когда точность может быть хуже, чем при использовании метода наименьших квадратов.

Научные результаты и выводы автора, полученные в первой главе, изложены в трудах [25], [27], [30], [31], [90].

2. Влияние условий эксплуатации на выбор алгоритмов обработки информации в радиоэлектронной аппаратуре и качество ее функционирования

2.1. Влияние отличия распределения внешних помех от нормального на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры

Представляет интерес проанализировать влияние условий эксплуатации, таких как характеристики помеховой обстановки и динамики движения ПО при размещении на нем РЭА на выбор алгоритмов обработки информации в РЭА и качество ее функционирования.

Атмосферные и промышленные помехи – основной вид непреднамеренных помех для радиотехнических устройств в диапазоне дециметровых и метровых волн. Спектр таких помех обладает импульсной составляющей, а сами помехи называются квазиимпульсными.

При проектировании электронных радиотехнических систем и систем различного назначения, а также на этапах проведения их испытаний обычно для описания помех используют логарифмически нормальную модель, а также устанавливают минимально допустимый уровень отношения сигнал-помеха.

Опишем квазиимпульсные помехи с помощью амплитудно-вероятностного распределения (зависимость уровня огибающей помехи в децибелах от процента времени превышения установленного уровня). Такой вид распределения удобно использовать для описания квазиимпульсного шума.

$$\Delta = 20 \lg R, R = E / \left(\overline{E^2} \right)^{1/2}, \quad (2.1)$$

Применим шкалу Релея для значений по оси x .

$$\xi(P) = -\lg [\ln (1/P)]. \quad (2.2)$$

В этих координатах распределение огибающей атмосферного шума в первом приближении можно заменить двумя линейными отрезками с разными коэффициентами наклона для разных значений p . Таким образом, для первой прямой :

$$10 \lg c \cong \Delta(p = 37 \%) \quad (2.3)$$

Из всей мощности помех, вычислим долю гауссовской составляющей шума с релейской огибающей

$$W_{\phi}(R) = 2 \frac{R}{c} \exp \left(-\frac{R^2}{c} \right). \quad (2.4)$$

Покажем зависимости распределений на рис. 2.1. Атмосферные помехи (рис. 2.1.а) в диапазоне [39] и техногенные помехи (рис. 2.1.б) в диапазоне 76 кГц - 100 МГц [77,95].

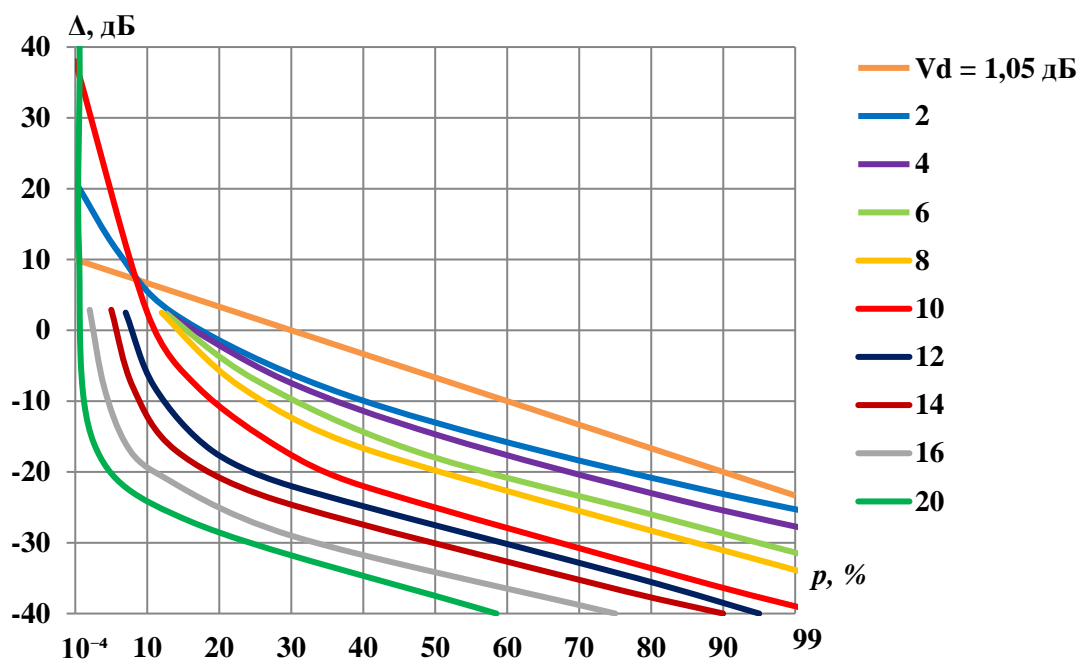


Рисунок 2.1а

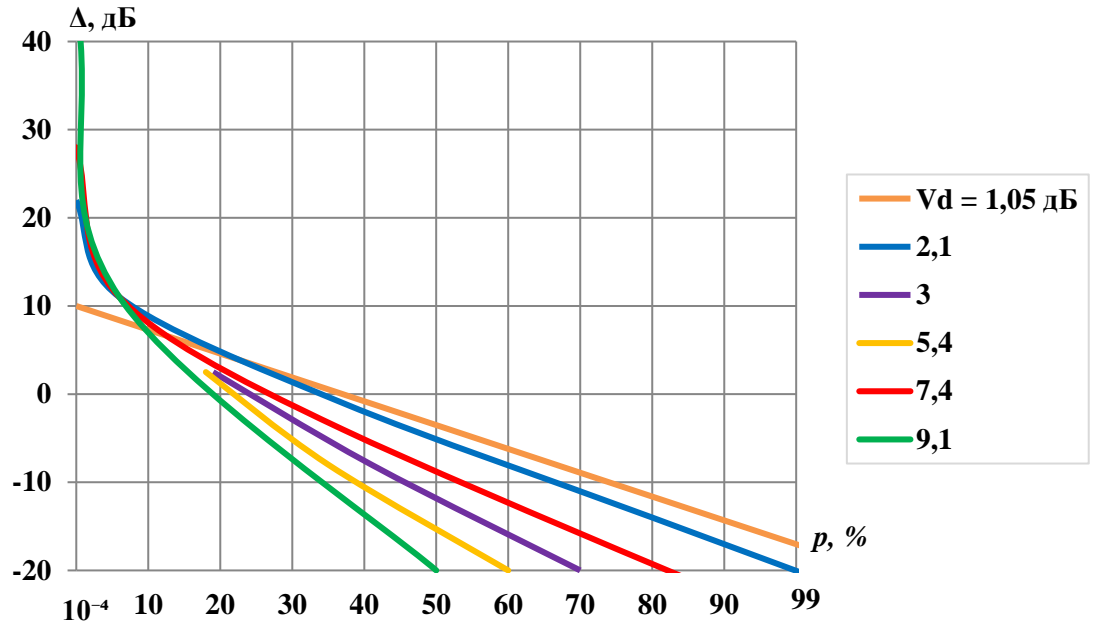


Рисунок 2.1б

Аналогичным образом, для второго случая, учитывая,

$$\sigma \cong [\Delta(p = 0,135 \%) - \Delta(p = 2,28 \%)] / 8,69 \quad (2.5)$$

Вычисляем распределение огибающей импульсной помеховой компоненты. Она с большой степенью достоверности распределена логнормально.

$$W(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma R} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln R + \sigma \right)^2 \right]. \quad (2.6)$$

Все зависимости, показанные на первом рисунке, можно определить параметром

$$V_d = 20 \lg \frac{(\overline{E^2})^{1/2}}{\overline{E}}, \quad (2.7)$$

зависимость которого приведена в [39]. Этот параметр зависит от многих факторов, среди которых параметры приемника и внешние факторы. Параметры приемника, такие как диапазон частот, полоса пропускания, а внешние факторы – зависимости от географии, сезонности и т.д.

Параметр V_d является оптимальной величиной для описания тех или иных условий и лёгок для лабораторного определения в ходе эксперимента.

Анализируя зависимости, показанные на рисунке, рассмотрим техногенные помехи с характеристиками описываемые выражениями (2.4) и (2.6) в первом приближении. Их функцию распределения огибающей можно линейно аппроксимировать. На втором рисунке это соответствуем большим и малым значениям аргумента p .

Вместе с этим, можно отметить, что для обоих видов помех параметр V_d принимает значения больше, чем значения уровня случайных отклонений составляющей, что иллюстрирует локализацию источников и множественное наложение шума от них. А для импульсной составляющей значение σ определяет ее импульсный характер.

На рисунке 2.2 отразим зависимости, полученные с использованием данных, изображенных на предыдущем рисунке. Зависимости (1) и (2) отразим для техногенного и атмосферного шумов с учетом выражений для σ от V_d (2.5). Выполним аппроксимацию

$$\sigma \cong \begin{cases} 0,87(V_d)^{1/2} & \text{— для индустриальной помехи,} \\ 0,57(V_d)^{1/2} & \text{— для атмосферной помехи.} \end{cases} \quad (2.8)$$

Следовательно, для определения параметра σ :

$$\sigma \cong 0,48(V_d)^{1/2} \quad (2.9)$$

Зависимость (3) изображена для приближенной и логнормальной модели. Откуда и были получены основные вероятностные характеристики смеси сигналов с помехами. [40 - 44].

Очевидно, что все параметры шума являются случайными величинами и зависят от расстояния до источника помехи.

В литературе [73] доказано, что фаза атмосферных помех распределена равномерно. Это доказательство справедливо и выполняется для любого расстояния до источника помех, а также справедливо для распределения фазы техногенных помех. Их колебания фазы также будем считать распределенными равномерно.

В литературе [40-44] также доказано, что для техногенных помех с импульсными составляющими колебания фазы также остаются равномерно распределенными.

Из рис. 2.1 найдем зависимости $10 \lg c$ от V_d . Для исследования числовых и качественных характеристик сведем задачу к изучению более простых и удобных зависимостей с помощью аппроксимации, получим:

$$10 \lg c \cong \begin{cases} -1,3V_d & \text{— для индустриальной помехи,} \\ -2V_d & \text{— для атмосферной помехи.} \end{cases} \quad (2.10)$$

Для того, чтобы оценить параметры сигнала, его необходимо выделить из смеси с шумами. Рассмотрим условия ненормального распределения независимых дискретизированных значений суммы сигнала с помехами, в предположении, что отношение сигнал\шум довольно мало. В данном случае наилучшим (optimal) приемником будет являться преобразователь, имеющий нелинейную характеристику:

$$f_{opt}(\eta) = -\frac{d \ln W(\eta)}{d \eta}, \quad (2.11)$$

где $W(\eta)$ - плотность вероятностей помехи и оптимального линейного приемника при нормальном шуме [4,8].

Необходимо определить параметр, характеризующий увеличение отношения сигнал\помеха, а также для уменьшения меры разброса значений оценок параметров сигнала. При сравнении с линейным приемником, работающим в

условиях нормальных помех с мощностью, равной мощности негауссовских помех

$\sigma_\eta^2 = \frac{\overline{E^2}}{2}$ запишем:

$$K_{opt} = \sigma_\eta^2 \int_{-\infty}^{\infty} f_{opt}^2(t) W(\eta) d\eta \quad (2.12)$$

При большом объеме выборки величина разброса значений случайных составляющих оценки параметров сигнала в линейном приемнике не зависит от области значений помеховых составляющих и определяется соотношением сигнал\шум. В этом случае коэффициент (2.12) также показывает выигрыш в величине разброса значений случайных составляющих оценки параметров сигнала (по отношению сигнал\помеха). Это достигается за счет оптимального исполнения приемника для шумов, отличных от гауссовых.

Получим в предположении, что составляющие обе составляющие помехи независимы:

$$W(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} W_u(x) W_\phi(\eta - x) dx \quad (2.13)$$

где

$$W_u(\eta) = \frac{1}{\sigma_\eta} \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k \left(\frac{\eta}{\sigma_\eta}\right)^{2k} F[-\beta_k(\eta)]$$

- первая производная от функции распределения для импульсной составляющей помех

$$W_\phi(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi c \sigma_\eta}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_\eta^2 c}\right)$$

- первая производная от функции распределения для флуктуационной составляющей помех

$$\alpha_k = \left[\frac{(2k)!}{\pi 2^{3k + \frac{1}{2}}} \right] \exp \left\{ \sigma^2 \left[(2k + 1) + \frac{(2k + 1)^2}{2} \right] \right\};$$

$$\beta_k(\eta) = \left(\frac{1}{\sigma} \right) \ln \left(\frac{|\eta|}{\sqrt{2} \sigma_\eta} \right) + 2(k + 1)\sigma;$$

$$F(x) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left(-\frac{u^2}{2} \right) du.$$

Подставим (2.11) и (2.13) в (2.12) применительно к области для интересующих нас значений параметра V_d (рис. 2.1) и, учитывая равенства (2.8) и (2.10), получаем:

$$K_{opt} \cong 1/c, \quad (2.14)$$

откуда можно сделать вывод о том, что выполнение оптимизационных преобразований в приемнике относительно техногенных помех и атмосфериков оказывает значительный положительный эффект, заключающийся в полном исчезновении помеховых импульсных составляющих в первом приближении. Следовательно, мы можем рассмотреть степень сглаживания по мощности остаточных флуктуационных составляющих в линейной части приемника как потенциальную точность оценки для параметров в рассматриваемом сигнале:

$$c \sigma_\eta^2 = \frac{c \overline{E^2}}{2},$$

Из равенства (2.10) следует:

$$c \cong \begin{cases} 10^{-0,13V_d} & \text{— для индустриальной помехи,} \\ 10^{-0,2V_d} & \text{— для атмосферной помехи.} \end{cases}$$

Рассчитаем с использованием данных , приведенных ранее на рисунке, а также с помощью формул (2.3) и (2.14) и построим графики в зависимости от V_d . Изобразим их на рис. 2.2. Для техногенного шума – график 5, для возмущений атмосферы – график 4.

$$10 \lg K_{opt} \cong 10 \lg c$$

Для $V_d = 10$ дБ рассчитаем и построим зависимости наилучших (opt) значений характеристики нелинейного преобразователя. Изобразим эти зависимости на рис. 2.3. Характеристика нелинейного преобразователя в условиях техногенных помех – график 2, Характеристика нелинейного преобразователя в условиях техногенных помех – график 3.

При замене оптимального преобразователя с его характеристикой на ограничитель с нижним порогом ограничения получим значение, близкое к описанному в выражении (2.14).

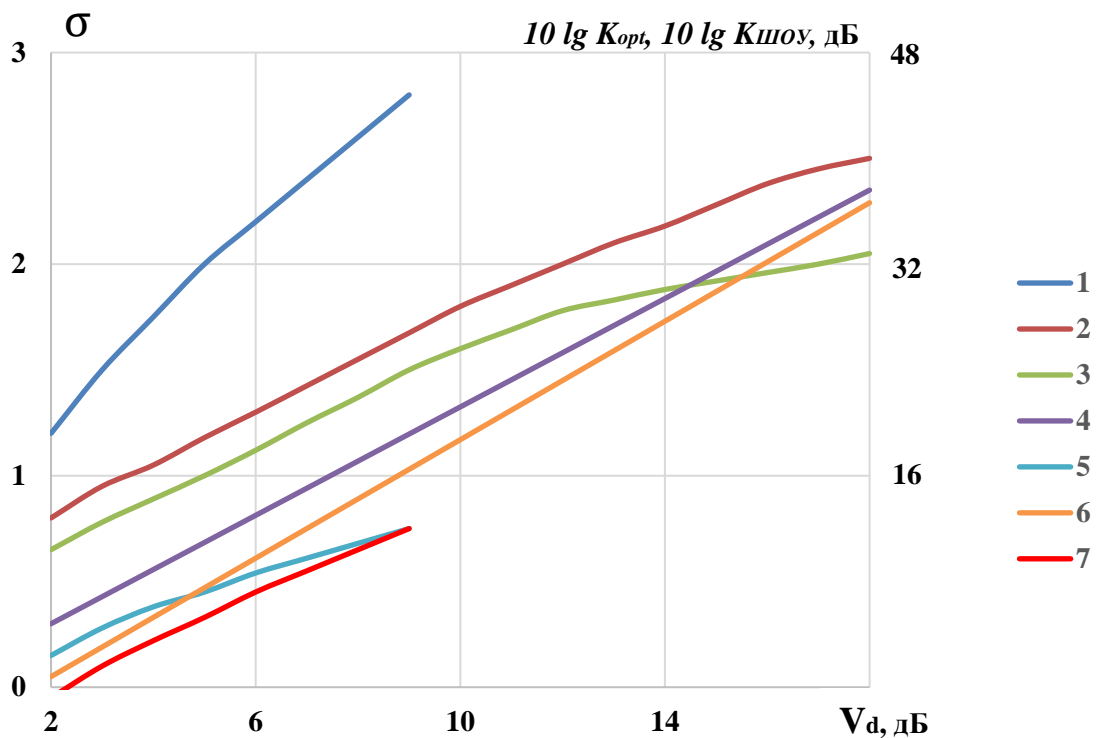


Рисунок 2.2

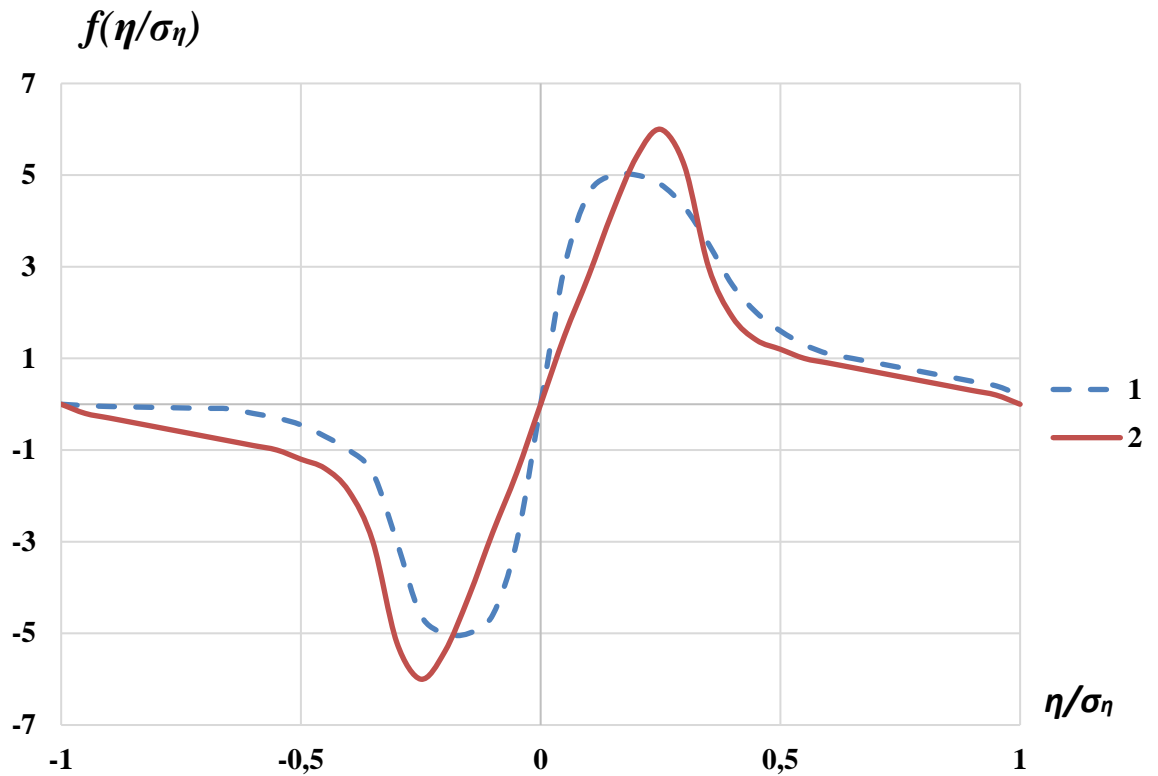


Рисунок 2.3

Рассмотрим классическую схему «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр». Эта схема состоит из устройства - ограничителя с пороговым значением «0» и узкополосного фильтра. Для сигналов со слабыми уровнями, у которых фазовые колебания распределены по нормальному закону, рабочие параметры данной схемы являются независимыми. Отсюда можно сделать вывод, что схема «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр» является квазиоптимальной. Параметры квазиоптимальной схемы не зависят от вида огибающей шума. Также не зависят от отношения сигнал\помеха(W), и меры разброса относительно математического ожидания оценок параметров сигнала. Введем коэффициент:

$$K_{ш\text{оу}} = \left(\overline{R^{-1}}\right)^2$$

$$\text{где } \overline{R^{-1}} = \int_0^{\infty} \frac{W(R)}{R} dR ,$$

$W(R)$ - плотность вероятности огибающей шума. Определяется однозначно из графиков, изображенных на рисунке 2.1.

$$W(R) = -\frac{dP(R)}{dR}.$$

Рассчитаем и изобразим на рисунке 2.2 зависимости $10\lg K_{ш\text{оу}}(V_d)$ для техногенных помех (график 7) и атмосферных (график 6).

На основании вышеизложенного, проанализировав результаты, можно прийти к следующим заключениям. В широком спектральном диапазоне помехи типа техногенных и атмосферных можно описать при помощи единого моделирования как совокупность импульсной составляющей и заполнении интервалов между импульсами фоновой составляющей. В литературе известны все вероятностные характеристики огибающей импульсной составляющей. Интервал между импульсами можно заполнить гауссовой фоновой составляющей. Помехоустойчивость приемника определяется как раз этой флуктуационной составляющей. Но, относительный ее уровень, выше для техногенного шума. Это обусловлено сильной концентрацией источников.

Рассмотрев схему оптимального приемника и схему приемника, реализованного по схеме «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр», очевидно, что схема «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр» работает наиболее эффективно при V_d стремящемся к бесконечности. Проведем количественную оценку потерь на сигнале со слабым уровнем в схеме «широкополосный ограничитель-узкая полоса». Для слабого сигнала потери в отношении сигнал\шум не более величины $\frac{4}{\pi}$ или 1,04 дБ.

2.2. Анализ устойчивости квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в радиоэлектронной аппаратуре при ее работе в комплексе помех

2.2.1. Влияние флуктуаций параметров амплитуды и фазы сигнала на выбор алгоритмов обработки сигналов и качество оценки параметров сигнала в условиях воздействия интенсивных помех

Проведем анализ рассмотренного выше алгоритма обработки суммы сигнала и помех (схема «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр»), в соответствии с которым необходимо ограничить смесь сигнала с помехами в широкой полосе, а также произвести фильтрацию при наличии замираний (флуктуаций амплитуды и фазы сигнала (фединга)). Замирания являются частым и широко распространенным фактором для приемной РЭА, что определяет актуальность такого рассмотрения.

В частности, рабочие параметры систем дальней радиосвязи, использующей для работы декаметровый диапазон длин волн, подвержены замираниям (флуктуациям амплитуды и фазы сигнала). Работающие в коротковолновом диапазоне длин волн устройства передачи информации и определения координат подвержены рассеянию радиоволн на неоднородностях ионосферы, особенно в зоне полярных сияний. Работающие в сверхвысокочастотном диапазоне длин волн системы передачи информации и определения координат из-за многолучевости сигнала, возникающей при отражениях сигнала от различных объектов на местности, также возникают колебания амплитуды и фазы сигнала. Работающие в дециметровом диапазоне длин волн спутниковые системы передачи информации и навигации, вместе с многолучевостью, флуктуации амплитуды и фазы сигнала могут вызывать затенение спутников структурой движущегося объекта (летательного аппарата (ЛА)), а в корпусе вертолета возникает дифракция сигнала

на лопастях винта. Кроме того, следует иметь ввиду, что спутниковые системы характеризуются низким отношением сигнал / шум из-за их низкой энергии.

Предложенный в разделе 2.1 базовый алгоритм обработки радиосигнала, предполагающий широкополосное ограничение его смещения с помехами и последующую согласованную фильтрацию, для которого проводится этот анализ, может широко использоваться в связи с внедрением методов цифровой обработки сигналов в приемных радиоустройствах и стремление упростить схему аналого-цифрового преобразователя.

При дальнейшем анализе замирания будем рассматривать как результат воздействия мультипликативной помехи на сигнал.

Рассмотрим первую производную функции фазы фединга смеси

$$s(t) = \lambda(t) A(t) \cos \{ \omega_0 t - [\psi(t) + \theta(t)] \}, \quad (2.15)$$

где $\lambda(t)$ и $\theta(t)$ – случайные статистически зависимые шумы, модулирующие амплитуду сигнала $A(t)$ и фазу сигнала $\psi(t)$, и аддитивные помехи

$$n(t) = E(t) \cos [\omega_0 t - \phi(t)], \quad (2.16)$$

с равномерным распределением фазы $W(\phi) = \frac{1}{2\pi}$, и произвольным распределением огибающей $W(E)$, его флуктуации, как и указано в источнике [15], примем от флуктуаций фазы статистически независимыми.

При рассмотрении небыстрых процессов в изменении фазы и амплитуды $W_s(E_s \phi_s | \lambda, \dot{\lambda}, \theta, \dot{\theta}) \equiv W_s(E_s \phi_s | \lambda, \theta)$ условная совместная плотность вероятности фазы и огибающей аддитивной суммы сигнала и помех (2.15) и (2.16) (при выполнении условия фиксированности их флуктуирующих параметров) не зависит от их скоростей [21]:

$$X_s(t) = E_s(t) \cos \phi_s(t)$$

$$Y_s(t) = E_s(t) \sin \phi_s(t)$$

Запишем выражение для условной совместной плотности вероятности квадратурных компонент смеси сигнала с помехой:

$$W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta) = W(X_s - x, Y_s - y), \quad (2.17)$$

где

$$x(t) = \lambda(t) A(t) \cos [\psi(t) + \theta(t)], \quad y(t) = \lambda(t) A(t) \sin [\psi(t) + \theta(t)] \quad (2.18)$$

- компоненты федингирующего сигнала (квадратурные).

Если разложить $W[X_s - x, Y_s - y]$ в ряд по степеням $x(t)$ и $y(t)$ и ограничиться тремя членами ряда, то при слабых значениях сигнала, из (2.17) получим

$$W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta) \approx W(X_s, Y_s) - x \frac{\partial W(X_s, Y_s)}{\partial X_s} - y \frac{\partial W(X_s, Y_s)}{\partial Y_s}. \quad (2.19)$$

Выразим (2.19) через совместную плотность вероятности:

$$E(t) = [X^2(t) + Y^2(t)]^{1/2},$$

$$\varphi(t) = \text{arctg} \frac{Y(t)}{X(t)},$$

Допустим независимость флуктуаций огибающей и фазы сигнала, а также пусть фаза будет распределена равномерно, следовательно,

$$W(E, \varphi) = W(E)W(\varphi) = \frac{W(E)}{2\pi}. \quad (2.19a)$$

Преобразуем (2.19a) по правилам для функционального преобразования случайных величин, получаем

$$W(X, Y) = \frac{W\left[\left(X^2 + Y^2\right)^{1/2}\right]}{2\pi\left(X^2 + Y^2\right)^{1/2}}, \quad (2.20)$$

где $W(\cdot)$ - плотность вероятностей огибающей шума;

$\frac{1}{(X^2 + Y^2)^{1/2}}$ - якобиан, необходимый для перехода от угловых координат к декартовым.

Подставим (2.20) в (2.19) и выразив $W_s(E_s, \phi_s | \lambda, \theta)$ через $W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta)$, применив правила для преобразований случайных величин и, учтя (2.18), находим

$$\begin{aligned} W_s(E_s, \phi_s | \lambda, \theta) &\approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \left\{ W(E_s) - \lambda A \left[\frac{dW(E_s)}{dE_s} - \frac{W(E_s)}{E_s} \right] \cos [\phi_s - (\psi + \theta)] \right\}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Отсюда, совместная функция распределения вероятности значений параметров огибающей и фазы смеси сигнала и помех:

$$\begin{aligned} W_s(E_s, \phi_s) &= \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi W_s(E_s, \phi_s | \lambda, \theta) W(\lambda, \theta) d\lambda d\theta \approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \left\{ W(E_s) - NA \left[\frac{dW(E_s)}{dE_s} - \frac{W(E_s)}{E_s} \right] \cos [\phi_s - (\psi + \theta)] \right\}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

здесь $W(\lambda, \theta)$ - совместная функция распределения вероятностей федингирующих параметров $\lambda(t)$ и $\theta(t)$,

$$N = \left[\overline{(\lambda \cos \theta)^2} + \overline{(\lambda \sin \theta)^2} \right]^{1/2}, \quad (2.23)$$

$$\Phi = \text{arctg} \left[\frac{\overline{\lambda \sin \theta}}{\overline{\lambda \cos \theta}} \right], \quad (2.24)$$

Черта над переменными обозначает усреднение по выборке. Если принять $W(E) |_{E=0} = 0$, а также рассмотреть аддитивные помехи в виде с их функцией вероятности в виде гладкой функции, получаем

$$W_s(\phi_s) = \int_0^{\infty} W_s(E_s, \phi_s) dE_s \approx \frac{1}{2\pi} \left\{ 1 + Naq \cos[\phi_s - (\psi - \Phi)] \right\},$$

где $a = \left[\overline{E^2} / 2 \right]^{1/2} \left[\overline{E^{-1}} \right]$, $\overline{E^{-1}} = \int_0^{\infty} [W(E) / E] dE$, $q = \frac{A}{\sigma}$, $\sigma^2 = \frac{\overline{E^2}}{2}$ - мера разброса

аддитивных помех относительно среднего значения.

Очевидно, функция распределения вероятностей фазы смеси федингирующего сигнала и шума при учете принятых допущений, оговорённых ранее, соответствует функции распределения вероятностей фазы суммы аддитивной помехи и нефлуктуирующего сигнала вплоть до коэффициента косинуса и аргумента. В данном случае оценка фазы сигнала, являющейся постоянной на заданном интервале, может быть определена соотношением (2.25) в соответствии с критерием максимального правдоподобия, который можно получить из n независимых значений фазы смеси:

$$\psi^* = \text{arctg}(Y^*/X^*), \quad (2.25)$$

где $Y^* = \sum_{i=1}^n q_i \sin \varphi_i$, $X^* = \sum_{i=1}^n q_i \cos \varphi_i$, $q_i = \frac{A_i}{\sigma}$ - параметры, учитывающие коэффициенты амплитудной модуляции сигнала.

Для обнаружения радиосигнала необходимо получить значение его амплитуды

$$A^* = \sqrt{(X^*)^2 + (Y^*)^2}, \quad (2.26)$$

и сравнить его с пороговым значением амплитуды z .

Анализируя полученное выше, можно сделать вывод о том, что структурная схема приемника квазиоптимальна не только для любой функции распределения огибающей помехи, но и также для любой функции совместного распределения флуктуаций значений амплитуды и фазы сигнала $W(E)$ и $W(\lambda, \theta)$.

Для повышения точности оценки фазы радиосигнала необходимо использовать большое количество отсчетов n . В связи с этим, оценки фазы приблизительно можно принять распределенными по гауссовскому закону. Определим при этих условиях величину смещения и величину разброса значений оценки фазы:

$$\delta\psi^* = \overline{\psi^*} - \psi = \Phi, \quad (2.27)$$

$$\sigma^2\psi^* = \frac{2}{N^2 a^2} \frac{1}{\sum_{i=1}^n q_i^2} = \frac{4}{N^2 (\overline{E^2})(\overline{E^{-1}})^2} \frac{1}{\sum_{i=1}^n q_i^2}. \quad (2.28)$$

Обозначим $q_{эkv}$ - эквивалентное отношение сигнал\шум. Эта величина интересна и необходима для расчета алгоритмов обнаружения радиосигнала, а также для расчета всех необходимых параметров обнаружения.

$$q_{эkv} = \frac{N_a}{\sqrt{2}} q_{max} = \frac{N (\overline{E^2})^{1/2} (\overline{E^{-1}})}{2} q_{max},$$

$$\text{где } q_{max} = \frac{A_{max}}{\sigma}.$$

Проанализировав формулы, описанные выше, можно сделать вывод о том, что при наличии сильных флуктуаций амплитуды и фазы сигнала, формулы (2.27) и (2.24) говорят о наличии смещения в оценке фазы.

Рассмотрим вариант с симметричными колебаниями фазы сигнала. Понятно, что среднее значение $\overline{\sin \theta} = 0$. Следовательно, если флуктуации амплитуды распределены случайным образом, а колебания фазы симметричны, получим, учитывая (2.24) и (2.27):

$$\delta\psi^* = \Phi = \text{arctg} \frac{\overline{\lambda \sin \theta}}{\overline{\lambda \cos \theta}} = \text{arctg} \frac{\overline{\lambda} \overline{\sin \theta}}{\overline{\lambda} \overline{\cos \theta}} = 0. \quad (2.29)$$

На основе произведенного выше анализа можно сделать выводы о том, что предложенный в предыдущих разделах алгоритм, позволяющий ограничить смесь радиосигнала и помехи, а затем применить согласованную фильтрацию радиосигнала может быть реализован в схеме «широкополосный ограничитель – узкая полоса» может быть распространен и на случай одновременного воздействия на систему и мультипликативной помехи.

При одновременном воздействием мультипликативной помехи на систему появляется смещение оценки фазы сигнала.

2.2.2. Построение приемного тракта в условиях совместного действия квазиимпульсных и узкополосных помех

Как мы уже оговаривали ранее, наибольшим влиянием из помех для осуществления приема диапазоне низких частот, включая декаметровый и частично метровый диапазон, обладают техногенные и атмосферные помехи. Данные помехи обладают квазиимпульсными свойствами. Помимо этого, влияние оказывают узкополосные помехи от перекрестных радиоизлучений различного оборудования. Для решения задачи подавления таких помех необходимо предъявить к приемнику множество требований. Следовательно, для блокировки приемного устройства на время воздействия помеховых импульсных составляющих будем использовать бланкирующее устройство «ограничитель» в целях подавления квазиимпульсных помех.

В источнике [35] показано, что при воздействии на систему узкополосного шума помехоустойчивость приемного устройства становится хуже при нелинейной обработке параметров сигнала. Существует эффективный способ для удаления помех с узкой полосой – режекция. При применении данного способа при выполнении подавления части спектра шума появляются колебания на фронтах и срезах импульсов. Эти флуктации схожи с флуктуациями, появляющимися при

воздействии на приемник узкополосной помехи. Необходимо рассмотреть вариант одновременного воздействия на приемник и помех с узкой полосой и квазиимпульсных помех. Далее проанализируем вопросы построения приемного тракта при таких воздействиях.

Техногенные и атмосферные шумы не являются Гауссовскими шумами. Если они имеют малое отношение сигнал\шум и действительные значения смеси сигнала с помехами независимы друг от друга, то, как мы рассмотрели в разделе 2.1, для получения сигнала из смеси сигнала с помехой и для обработки значений его параметров необходимо использовать оптимальное приемное устройство. Рассмотрим построение такого устройства. В его состав входит нелинейный элемент – преобразователь и линейный приемник. Нелинейный преобразователь должен не иметь инерционных характеристик, а параметры линейного приемника должны быть оптимальными по отношению к гауссовскому шуму. Рисунок 2.3 иллюстрирует амплитудную характеристику такого преобразователя при $V_d = 10$ дБ [4,8]. Амплитудная характеристика определена в формуле (2.11).

Выведем коэффициент K_{opt} . Этот коэффициент необходим нам для определения выигрыша в мере разброса оценок параметров сигнала относительно математического ожидания и для определения отношения сигнал\помеха по сравнению со схемой линейного приемника при воздействии нормального шума. Учтем условие нормализации:

$$\frac{\Delta f_{эф}}{\Delta f} \ll 1,$$

где $\Delta f_{эф}$ – ширина эффективной полосы пропускания приемника,

Δf – ширина входной полоса пропускания приемника при условии воздействия шума с произвольными характеристиками.

На основании вышеизложенного и учитывая (2.10) и (2.14) выведем соотношение

$$10 \lg K_{\text{омт}} \cong -10 \lg c \cong \begin{cases} 2V_d & \text{для атмосферного шума,} \\ 1,3V_d & \text{для индустриального шума.} \end{cases} \quad (2.30)$$

здесь c – мощность «фоновой» компоненты помехи в общей мощности шума.

В разделе 2.1 было показано незначительное уменьшение эквивалентного отношения сигнал\шум при использовании схемы «широкополосный усилитель – ограничитель – узкополосный фильтр», предполагающий использование идеального ограничителя с 0-вым порогом ограничения вместо использования безынерционного нелинейного преобразователя с оптимальной характеристикой. Уменьшение составляет не более, чем на 1,04 дБ.

При нелинейной обработке квазиимпульсная помеха воздействует на приемное устройство. При этом обогащается и сам спектр помехи. Это приводит к возникновению частотной интерференции на частотах, близких к частоте сигнала f_0 . Пораженные частоты обозначим f_n . Запишем выражение для расстройки по частоте

$$|f_n - f_0| = \frac{K}{M} F_0, \quad (2.31)$$

где F_0 – тактовая частота взятия отсчетов;

K и M - целые несократимые числа [38].

При такой нелинейной обработке появляются ошибки. Необходимо оценить параметры фазы исследуемого сигнала. Для этого воспользуемся устройством идеальный ограничитель. По аналогии с известной схемой «широкополосный ограничитель – узкополосный фильтр». Для выполнения оценки пикового значения возникающей ошибки рассмотрим:

$$\delta\varphi_{max} = \frac{1}{M} \operatorname{arctg} \frac{a_m^M}{(1 - a_m^{2M})^{1/2}}, \quad (2.32)$$

где – $a_m = \frac{A_{nmax}}{A_c} \leq 1$

A_{nmax} - максимум огибающей функции помехи;

A_c - амплитуда сигнала.

Наиболее эффективное средство для борьбы с узкополосными помехами – режекция. Но, при этом преобразовании при выполнении подавления части спектральных составляющих шума приводит к появлению флуктуаций на концах импульсов, подобных тем, какие возникают в случае воздействия на приемник узкополосного шума. В результате воздействия этой помехи с узкой полосой эффективность последующей обработки суммы сигнала и помехи понижается.

Режекция известна своими паразитарными свойствами. Следует оценить их уровень. Для этого рассмотрим импульс, аналогичный импульсным составляющим атмосферных помех [11], которые и составляет основную силу атмосферных помех. Если режекторный фильтр – одиночный колебательный контур, то при прохождении через него с постоянной времени :

$$u(t) = \overline{E_m} \exp(-\beta t) \cos \omega_0 t, \quad (2.32a)$$

где $\overline{E_m}$ – математическое ожидание максимумов огибающей функции $E(t)$, то есть амплитуд импульсов шумов. Если $E(t)$ имеет равномерный спектр, то запишем распределение амплитуд импульсом шумов [40]

$$W_u(E_m) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma E_m} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln \frac{E_m}{\sqrt{2} \sigma_\eta} + \sigma \right)^2 \right]. \quad (2.33)$$

Также

$$\overline{E_m} = \int_0^{\infty} E_m W_u(E_m) dE_m = \sqrt{2} \sigma_{\eta} \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2}\right). \quad (2.33a)$$

Если принять во внимание физическую похожесть техногенных и атмосферных шумов, основанную на возникновение таких шумов в результате воздействия электрических разрядов различной этиологии, что отражается в близости и сходстве их распределений, выражение (2.32a), очевидно, может быть применено к описанию промышленных помех.

Запишем выражение для колебания на выходе режекторного фильтра [11]

$$\begin{aligned} u_p(t) &= u(t) - \Delta u(t), \\ \text{где} \quad \Delta u(t) &= \Delta u_1(t) + \Delta u_2(t) = \\ &= A \exp(-\alpha t) \cos(\omega_1 t - \varphi) + B \exp(-\beta t) \cos(\omega_0 t - \psi), \\ \omega_1 &= (\omega_n^2 - \alpha^2)^{1/2} \cong \omega_n; \end{aligned} \quad (2.34)$$

A , B , φ и ψ – константы. Эти константы известны из параметров фильтра, а также из параметров сигнала. Учтём неравенство:

$$\frac{\max |\Delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u(t)|}{\overline{E_m}} < \frac{2\alpha}{\beta} = \frac{2\Delta f_c}{\Delta f}, \quad (2.35)$$

где $\Delta f_c = \frac{\alpha}{\pi}$, а $\Delta f = \frac{\beta}{\pi}$ – полосы частот селектора фильтра и сигнала.

При этом ширина спектра сигнала равна входной полосе приемного устройства.

Очевидно, что при таком рассмотрении появляются превышающие длительность импульсов на входе флуктуации. Они превышают длительность импульсов в $\frac{\beta}{\alpha} = \frac{\Delta f}{\Delta f_c}$ раз,

Такие осцилляции появляются из-за наличия компоненты $\Delta u_1(t)$ в выражении (2.33), а выражение (2.36) возьмем за верхнюю границу его уровня:

$$\frac{\max |\Delta u_1(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{E_m} < \frac{2\Delta f_c}{\Delta f}. \quad (2.36)$$

Подставим (2.34) в (2.36), получим

$$\max |\Delta u_1(t)| < 2\sqrt{2} \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2}\right) \left(\frac{\Delta f_c}{\Delta f}\right) \sigma_\eta. \quad (2.37)$$

В таком случае, при возникает дополнительная помеха, определяемая (2.32), обусловленная ограничением идеальной смеси при решении задачи оценки гармонического сигнала, где

$$a_m = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{A_c} < 2 \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2}\right) \left(\frac{\Delta f_c}{\Delta f}\right) q, \quad (2.38)$$

$$q = \frac{A_c}{\sqrt{2} \sigma_\eta} \quad - \text{отношение сигнал\шум.}$$

Если в приемном устройстве имеется r режекторных фильтров, то максимальный уровень колебаний будет в r раз больше уровня, который описан в уравнении (2.36).

Из (2.32) и (2.38) видно, что «при малом отношении сигнал\шум ($\ll 1$), то есть при очень слабом сигнале, значения погрешности оценки параметров сигнала могут достигать больших значений из-за паразитных продуктов режекции, и при таком условии потенциальная точность оценки, которую мы определили выше, реализована быть не может.

При совместном воздействии импульсных и узкополосных помех для построения приемного тракта в [11] рассмотрен метод уменьшения указанных искажений импульсной составляющей атмосферной помехи, используемый для исследования распространения радиоволн. Структура входных цепей приемника, реализующего такую обработку, представлена на рис. 2.4. Здесь указано: **1** -

входной фильтр, имеющий полосу пропускания Δf , **2** и **6** - узкополосные фильтры (идентичные) с полосой пропускания Δf_c , **3** - устройство вычитания, **4** - ключ, **5** - ждущий генератор пусковых (отпирающих) импульсов, **7** – устройство-сумматор, **8** - нелинейный элемент - преобразователь. Когда импульсы с выхода режекторного фильтра (блоки **2** и **3**) превышают пороговый уровень, выбранный выше уровня «фонового» шумового компонента, ждущий генератор **5** генерирует импульсы, необходимые для разблокировки ключа **4** на время T , удовлетворяющее требованиям условия»[32]:

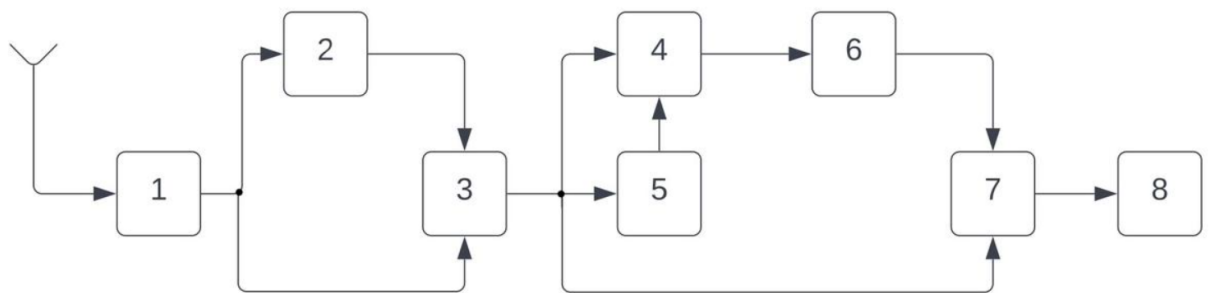


Рисунок 2.4

В сумматоре **7** суммируются паразитные продукты подавления (режекции) узкополосного шума с выходов идентичных фильтров **2** и **6** (с разными знаками).

При выходе с фильтра колебания суммируются с откликом узкополосного шума фильтра **6** на входные импульсы. При этом появляются паразитные продукты режекции в виде узкополосного шума $\Delta u(t)$. При этом уменьшается их остаточный уровень $\delta u(t)$ по сравнению с $\Delta u(t)$, который и определяется выражением [11]:

$$\frac{\max |\delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\delta u(t)|}{E_m} < 3 \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^2 = 3 \left(\frac{\Delta f_c}{\Delta f} \right)^2. \quad (2.39)$$

Следовательно, схема, изображенная на рисунке 2.4 в полной мере реализует функции селектора импульсных помех. А так как в реализации схемы серьезным образом уменьшена импульсная помеха, то выполнение следующей операции в преобразователе **8** – нелинейная обработка смеси – позволяет реализовать на практике и обрабатывать параметры такого сигнала с гауссовским шумом. Вместе

с этим обеспечивается потенциальная точность оценки параметров сигнала, которые определяются показателем эффективности приемника (2.30).

2.3. Влияние динамики движения движущегося объекта на точностные характеристики размещенной на нем радиоэлектронной аппаратуры

При размещении навигационного измерителя на движущемся (подвижном) объекте динамические характеристики подвижного объекта оказывают большое влияние на его характеристики точности. В качестве примера такого влияния рассмотрим влияние динамики движения подвижного объекта, которым может быть, например, летательный аппарат (ЛА), на точностные характеристики приемовычислителя, входящего в состав размещенного на подвижном объекте оборудования потребителей спутниковых радионавигационные системы (СРНС) типа ГЛОНАСС и GPS.

Как отмечалось в разделе 1.3, вектор навигационных параметров (НП), характеризующий состояние подвижного объекта может быть записан в виде (1.55). При этом при рассмотрении в рамках марковской модели параметры движения ПО описываются диффузионным гауссовским процессом, удовлетворяющим в дискретном времени системе стохастических разностных уравнений (1.56), а уравнение наблюдения в дискретном времени записывается в виде (1.59).

Минимально необходимое количество m спутников в рабочей группировке для навигационных определений в трехмерном пространстве и неидеальной стабильности опорного генератора (ОГ) ($\Delta t \neq 0$) равно 4-м. При этом выражение для вектора радионавигационных параметров (РНП) можно записать в виде (1.62).

После обработки данных измерения вектора РНП ρ в результате получается оценка вектора НП λ^* , который включает в себя координаты подвижного объекта.

Матрица корреляции ошибок (1.65) содержит информацию о точности их определения.

Среди статистических методов обработки результатов измерений наиболее широко используется метод наименьших квадратов (МНК). Сделаем предположение, что вычисления навигационных параметров проводятся на основании минимального количества проведенных отдельных измерений. Следовательно, матрица поворота H является невырожденной и ее определитель равен нулю. Тогда имеем матрицу $G = H^{-1}$. Применим рассмотренную модель (1.59). Следовательно, из (1.69) получим алгоритм, позволяющий произвести вычисления оценок вектора навигационных параметров. Из (1.70) получим выражение для корреляционной матрицы ошибок для поправок к этой оценке на каждом шаге. Как отмечалось в разделе 1.3, на практике этот метод используется в сочетании с одношаговой линейной экстраполяцией. В этом случае с учетом модели движения подвижного объекта (1.56) корреляционная матрица ошибок оценки вектора навигационных параметров записывается в виде (1.71).

Алгоритм оптимальной линейной фильтрации Калмана (ОЛФ) имеет лучшие характеристики точности среди линейных алгоритмов. Если элементы матрицы H изменяются достаточно медленно, а динамические свойства подвижного объекта не меняются, алгоритм вычисления вектора оценки НП и корреляционная матрица ошибок этой оценки задаются выражениями (1.75) и (1.76).

В сравнении с методом наименьших квадратов, применительно к методу оптимальной линейной фильтрации, корреляционная матрица ошибок не поддается аналитическому вычислению, так как уравнение Риккати (раздел 1, формула 76) не имеет аналитического решения, то есть оно не может быть вычислено за конечное число операций. Данный факт свидетельствует о том, что, при выборе алгоритма метода оптимальной линейной фильтрации при большой размерности фильтра возрастает число вычислений матрицы ошибок, пропорционально размерности фильтра, взятой в кубе.

Рассмотрим метод квазиоптимальной линейной фильтрации. Данный метод характеризуется большей простотой вычислений, чем оптимальная линейная фильтрация, поскольку квазиоптимальная линейная фильтрация занимает среднее положение между этими двумя методами. В реализации метода квазиоптимальной линейной фильтрации применяется оптимальная линейная фильтрация второго порядка, для каждого из измерений значений псевдодальности и псевдоскорости, после чего эти результаты мы обрабатываем по методу наименьших квадратов.

Уравнение состояния (1.56) и уравнение наблюдения (1.59) для каждого k -го измерительного канала записываются в виде (1.77) и (1.78). В этом случае алгоритмы фильтрации и вычисления матрицы корреляции ошибок для каждого канала измерения выражаются через (1.82) и (1.83).

В подвижном объекте для получения информации о точности определения координат необходимо рассмотреть матрицу ошибок фильтрации псевдодальностей, вычисление параметров которой находится до входа блока обработки информации по методу наименьших квадратов P_{ex} . Данная матрица имеет диагональный вид с элементами P_i в главной диагонали. Если также оцениваются компоненты скорости подвижного объекта, матрицу необходимо дополнить блоком ошибок фильтрации псевдоскоростей.

После обработки по методу наименьших квадратов отфильтрованного вектора радионавигационных параметров ρ^* на выходе обработки по квазиоптимальной линейно фильтрации получится оценка вектора навигационных параметров λ^* , записываемая с учетом (1.69) и (1.70) в виде (1.84) и (1.85).

В данном разделе также необходимо рассмотреть вопрос влияния параметров движения подвижного объекта (в динамике). Это позволит оценить, насколько точно наше устройство будет определять координаты в пространстве. Рассмотрим задачу определения координат при всех трёх рассмотренных выше алгоритмов обработки и фильтрации навигационных параметров: метода наименьших

квадратов, оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации.

Для решения этой задачи воспользуемся радиальной среднеквадратической ошибкой. Она характеризует точность определения координат (среднеквадратическая ошибка) $\sigma_r = (P_{xx} + P_{yy} + P_{zz})^{1/2}$, где P_{xx} , P_{yy} и P_{zz} - элементы корреляционной матрицы ошибок оценок вектора навигационных параметров, которые равны мерам разброса значений относительно среднего значения по каждой из декартовых координат (x , y и z) подвижного объекта.

Для анализа влияния расположения навигационного космического аппарата на точность определения координат в подвижном объекте необходимо рассмотреть ошибку трехмерного определения координат подвижного объекта при нескольких значениях геометрического фактора

$$T_r = [T_r(GG^T)]^{1/2} = \frac{\sigma_r}{\sigma_\rho}, \quad (2.40)$$

где T_r - сумма диагональных элементов (след матрицы), а σ_ρ - среднеквадратические оценки радионавигационных параметров.

Положим для простоты, подвижный объект одинаково подвижен в любом направлении. При этом все измерения радионавигационных параметров будут осуществляться с одинаковой точностью. В первой главе, формула 56, мы рассмотрели уравнение состояния и приняли движение подвижного объекта в рамках Марковского процесса. В этом случае запишем функцию автокорреляции для изменений значений скоростей подвижного объекта по каждой координате:

$$K(\tau) = \sigma_{v_{по}}^2 e^{-\alpha|\tau|}, \quad (2.41)$$

где $\sigma_{v_{по}}$ - показатель рассеивания значений скорости относительно средней скорости подвижного объекта, он характеризует степень интенсивности колебаний

скорости. Это среднеквадратическое отклонение может быть связано со спектром следующим равенством:

$$N = 4\sigma_{V_{по}}^2 \alpha, \quad (2.42)$$

α – ширина спектра колебаний скорости (эфф.), величина эффективной ширины спектра флуктуаций скорости, эта величина обратно пропорциональна корреляционному интервалу колебаний τ_k , который служит для числовой оценки скорости изменения флуктуаций.

В реальности нам необходимо оценить влияние динамики подвижного объекта на точность измерения координат в условиях разной производительности процессора в навигационном устройстве, расположенном на подвижном объекте. Динамические свойства объекта, как оговаривалось выше, характеризуют параметры $\sigma_{V_{по}}$ и α . Рассмотрим эти параметры при различных значениях интервала Δt . Для реализации того или иного алгоритма фильтрации навигационных параметров он выбирается исходя из быстродействия процессора, входящего в состав навигационной аппаратуры потребителей.

На основании вышеизложенного, теперь мы можем оценить влияние динамики движения подвижного объекта на точность определения его координат как с учетом различного быстродействия вычислительного устройства, входящего в аппаратуру потребителей, так и с учетом рассмотренных алгоритмов фильтрации.

На рисунке 2.5 приводятся расчетные зависимости радиального среднеквадратического отклонения σ_r от шага дискретизации Δt для нескольких значений $\sigma_{V_{по}} = 1,12$ м/с; 2,24 м/с; 5,60 м/с. Параметр α примем равным $0,02\text{с}^{-1}$. Среднеквадратическое отклонение измерения псевдодальности от подвижного объекта до навигационного космического аппарата $\sigma_p = 6$ м, среднеквадратическое отклонение измерения радиальной псевдоскорости $\sigma_v = 0,6$ м/с. Расчеты проводились для режима трехмерного позиционирования при наличии высокоточного опорного генератора по сигналам от трех навигационных

космических аппаратов методом дальномера. Геометрический фактор был принят равным $\Gamma_r = 2,65$. Такой режим позволит нам исключить возможное влияние нестабильности частоты опорного генератора на точность навигационного определения. Здесь и далее результаты, полученные с использованием оптимальной линейной фильтрации, изображены сплошными линиями, квазиоптимальной линейной фильтрации – пунктирными линиями, метод наименьших квадратов - штрих-пунктирными. На рис. 2.6 приведено семейство аналогичных кривых при следующих значениях кривых: $\sigma_{vпо} = 2,0$ м/с; $5,0$ м/с; $10,0$ м/с; $\alpha = 0,1$ с⁻¹; $\sigma_p = 6$ м; $\sigma_v = 0,6$ м/с; $\Gamma_r = 6,25$.

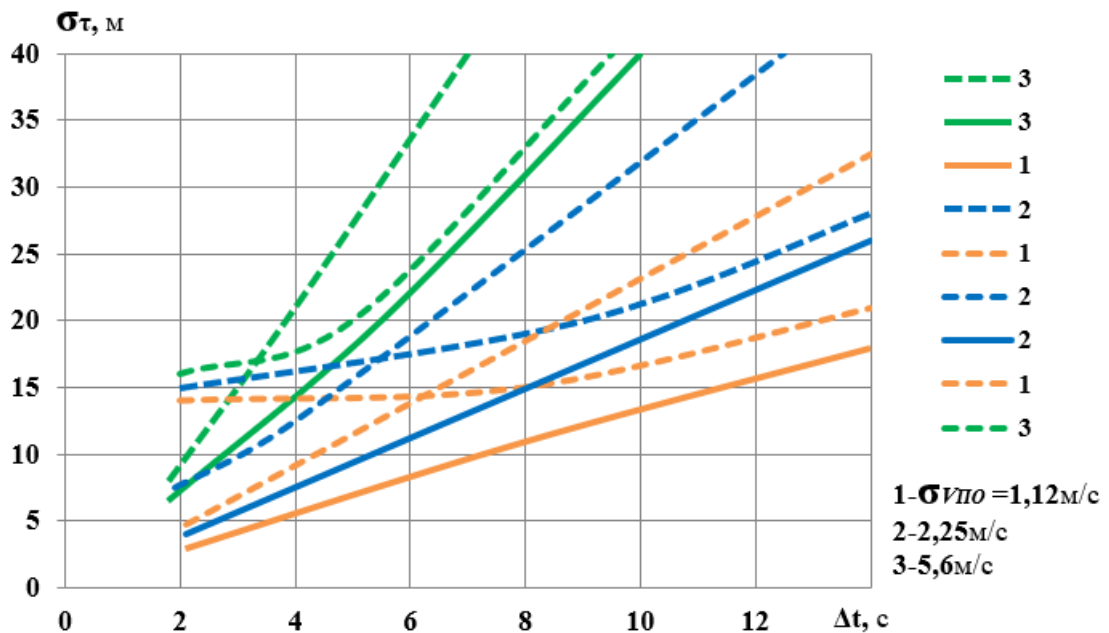


Рисунок 2.5

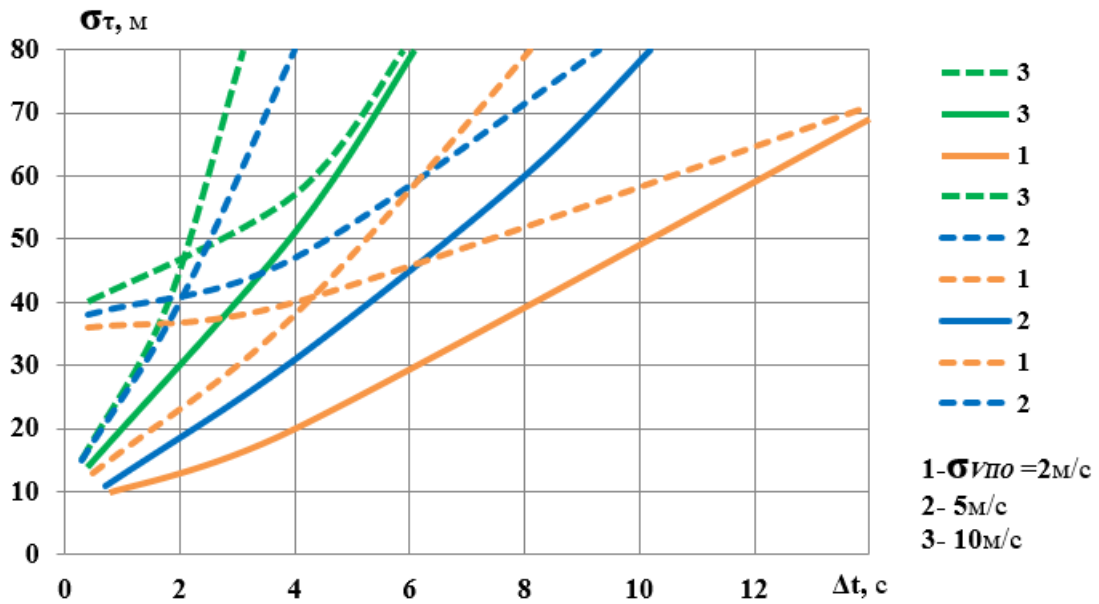


Рисунок 2.6

По анализу кривых из рис. 2.6 видно, что при увеличении $\sigma_{VПО}$ ошибка местоопределения σ_r для фиксированного значения Δt возрастает при всех рассмотренных алгоритмах фильтрации: метод наименьших квадратов, квазиоптимальная линейная фильтрация и оптимальная линейная фильтрация. При этом характер соотношения точностей алгоритмов не зависит от $\sigma_{VПО}$. Кроме того, области значений Δt , при которых квазиоптимальная линейная фильтрация и оптимальная линейная фильтрация имеют заметное преимущество по сравнению с методом наименьших квадратов, с увеличением $\sigma_{VПО}$ значительно сужаются. Особенно это заметно при больших значениях Γ_r . Следовательно, можно сделать вывод о том, чем больше колебания скорости подвижного объекта, тем больше возможное значение геометрического фактора и тем больше должна быть частота процессора, соответственно, тем меньше должно быть время дискретизации.

На рис. 2.7 приведены зависимости σ_r от Δt для наиболее интересного для практики случая определения координат ПО и сдвига шкалы времени бортового ОГ по сигналам четырех НКА псевдодальномерным методом. При этом приняты близкие к реальным для ПО в виде ВС значения использованных для расчета

параметров: $\sigma_{vпо} = 0,5$ м/с; $\sigma_p = 5$ м; $\sigma_v = 0,1$ м/с, относительная нестабильность частоты ОГ $\sigma_f/f = 10^{-8}$, $\alpha = 0,02$ с⁻¹; $\alpha_\Delta = 0,001$ с⁻¹; $\Gamma_r = 4$.

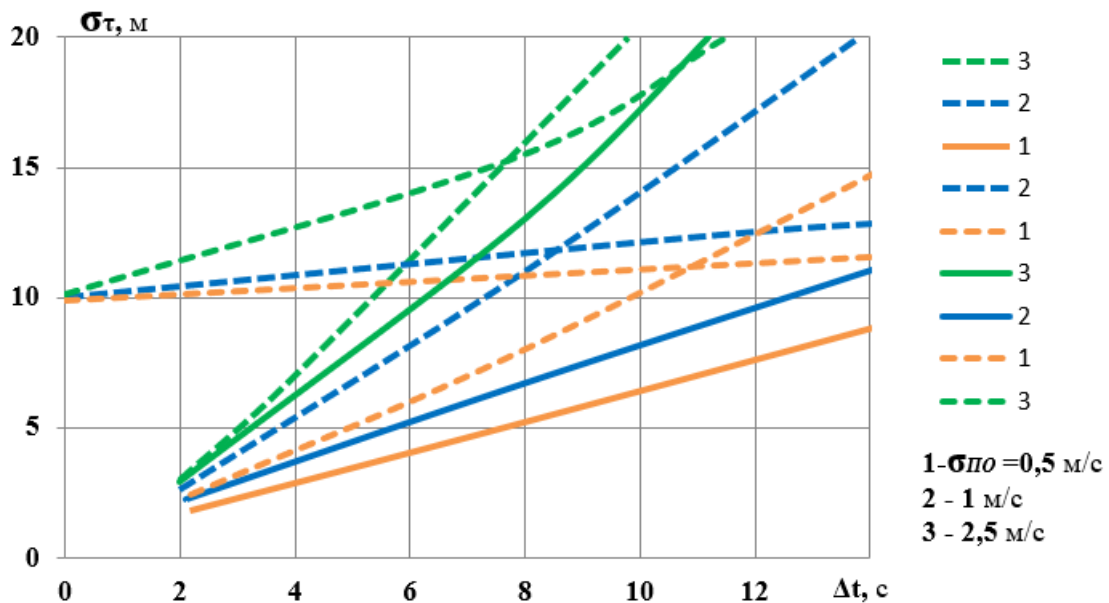


Рисунок 2.7

На рисунке 2.7 линии показывают, что при больших флуктуациях скорости подвижного объекта, более точным оказывается метод наименьших квадратов по сравнению с оптимальной линейной фильтрацией и квазиоптимальной линейной фильтрацией. При том, даже при $\sigma_{vпо} = 2,5$ м/с выигрыш остается достаточно большим, причем с уменьшением Δt он увеличивается. Так, при $\Delta t = 4$ с и 1 с для ОЛФ он составляет ~ 2 и 5 - 6, соответственно.

На рисунке 2.8 и рисунке 2.9 показаны исследованные зависимости $\sigma_r(\alpha)$. Эффективная ширина спектра колебаний скорости подвижного объекта рассчитывалась для трех навигационных космических аппаратов и высокостабильном опорном генераторе.

Для определения сдвига шкалы времени генератора на борту судна, а также для определения координат x , y , z нам необходимо 4 навигационных космических аппаратов. Информация по 4-м навигационным космическим аппаратам представлена на - на рисунке 2.10.

Зависимости на рис. 2.8 получены для трех значений $\alpha = 0,02 \text{ с}^{-1}$; $0,05 \text{ с}^{-1}$; $0,1 \text{ с}^{-1}$ при $\sigma_{\text{пл}} = 2,24 \text{ м/с}$, $\sigma_{\rho} = 6 \text{ м}$, $\sigma_v = 0,6 \text{ м/с}$, $Gr = 6,25$.

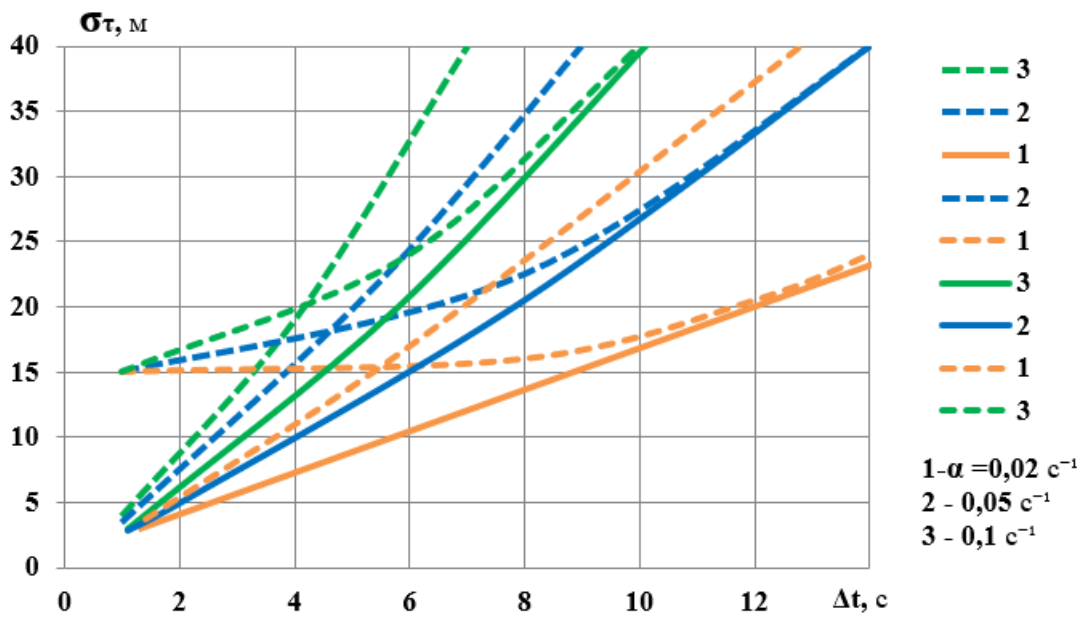


Рисунок 2.8

На рисунке 2.9 кривые также получены при $\sigma_{\text{пл}} = 5 \text{ м/с}$; $\alpha = 0,05 \text{ с}^{-1}$; $0,1 \text{ с}^{-1}$; $0,2 \text{ с}^{-1}$; $Gr = 6,25$.

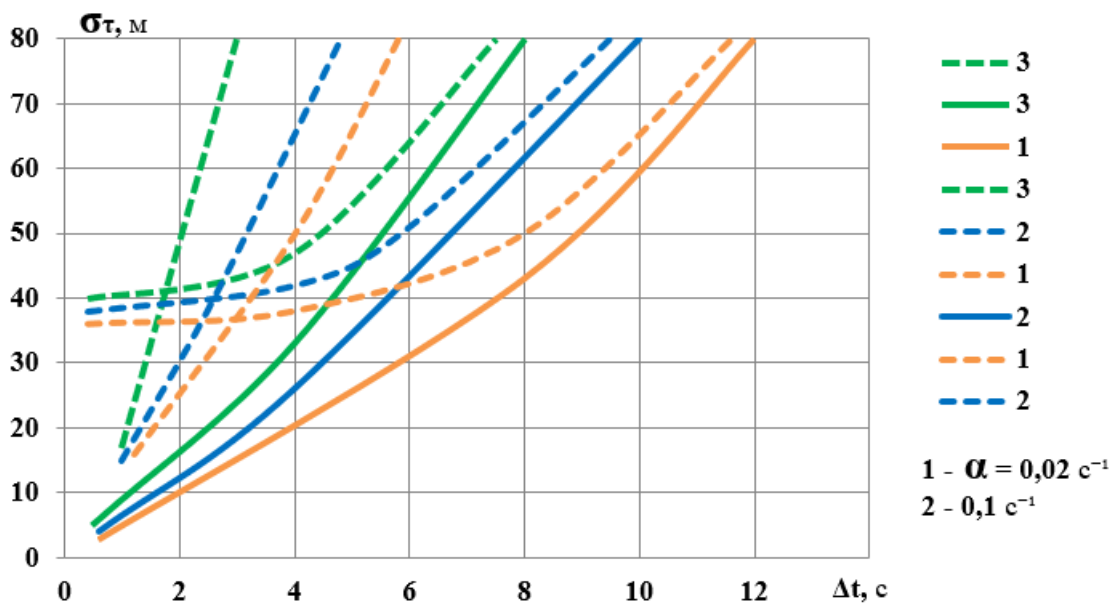


Рисунок 2.9

А зависимости на рис. 2.10 получены при тех же значениях, что и кривые на рис. 2.7 при $\sigma_{\text{пл}} = 1$ м/с; $\alpha = 0,004$ с⁻¹; 0,02 с⁻¹; 0,05 с⁻¹; 0,1 с⁻¹.

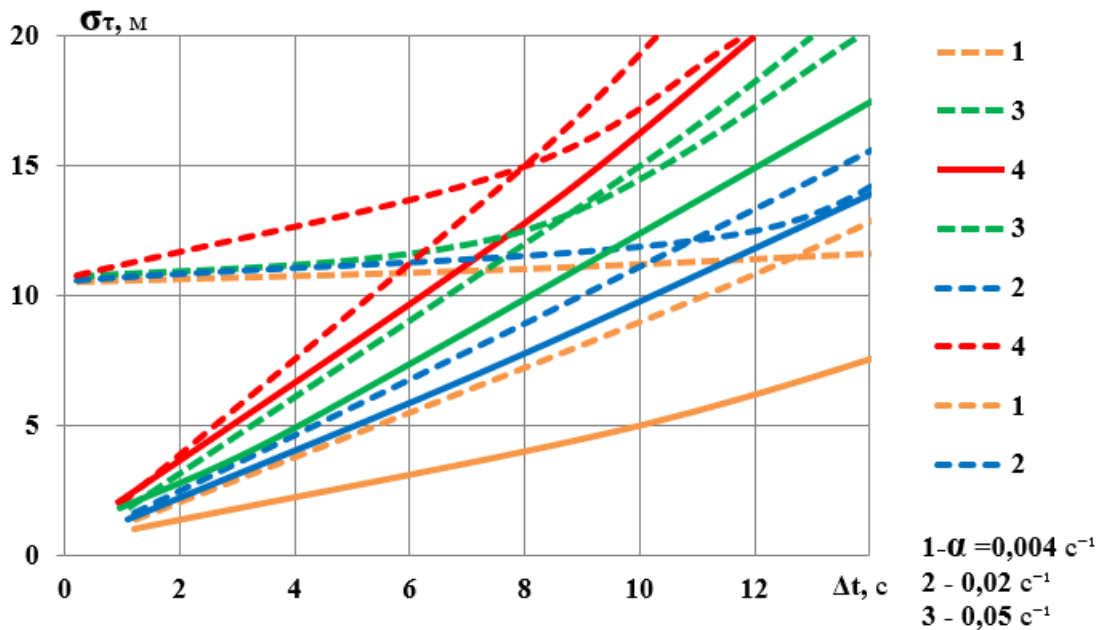


Рисунок 2.10

Из рисунков 2.8, 2.9, 2.10 видно, что при увеличении α , а также при увеличении среднеквадратического отклонения $\sigma_{\text{пл}}$ ошибки определения координат увеличиваются, одновременно с этим, точность методов оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации уменьшается по сравнению с методом наименьших квадратов, а также уменьшается область интервала дискретизации. Но, следует заметить, что параметр α влияет на ошибки определения координат меньше, чем среднеквадратичное отклонение $\sigma_{\text{пл}}$. Это объясняется тем, что ошибка при использовании оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации приближается к ошибке по методу наименьших квадратов (при достаточно больших значениях интервала дискретизации), которую можно определить с учетом (1.71), (1.87) и (2.39) следующим выражением

$$\sigma_{r_{\text{МНК}}} = [(\Gamma_r \sigma_p)^2 + N\Delta t^3/2]^{1/2}, \quad (2.43)$$

динамическая составляющая которой, связанная с влиянием на погрешность флуктуаций скорости подвижного объекта, равна

$$\sigma_{r_{МНК(дин.)}} = (N/2)^{1/2} \Delta t^{3/2} = (2\alpha)^{1/2} \sigma_{V_{ПО}} \Delta t^{3/2}. \quad (2.44)$$

Из результатов расчетов, представленных в виде графиков на рисунках 2.5, 2.6, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10, среднеквадратическое отклонение колебаний значений скорости пропорционально составляющей ошибки. Следовательно, параметр среднеквадратического отклонения скорости $\sigma_{V_{ПО}}$ более мощно влияет на ошибку, чем параметр спектра α . Также очевидно, из графиков на рисунках 2.5, 2.6, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10, что это верно для всех алгоритмов фильтрации навигационных параметров в широком диапазоне изменения интервала Δt .

Следовательно, в результате можно сделать выводы о том, что измеритель навигационных параметров, размещённый на подвижном объекте, подвержен влиянию условий эксплуатации. На точность определения координат колебания скорости подвижного объекта оказывают существенное влияние. Причем, частота этих колебаний скорости оказывают большее влияние, чем спектр этих колебаний. Методы оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации дают выигрыш по снижению среднеквадратического отклонения по сравнению с методом наименьших квадратов до тех пор, пока не изменяются динамические характеристики подвижного объекта, и даже с увеличением динамических характеристик выигрыш по снижению среднеквадратического отклонения получается от 2 до 6 раз. С связи с тем, что шаг дискретизации Δt дает выигрыш не на всем своем диапазоне в применении методов оптимальной линейной фильтрации и квазиоптимальной линейной фильтрации, а также при увеличении динамических воздействий на подвижный объект, вызванных увеличением спектра колебаний скорости и интенсивностью самих флуктуаций, необходимо ужесточить требования к динамическим воздействиям на подвижный объект.

2.4. Сравнительный анализ характеристик точности и динамики систем синхронизации радиоэлектронного оборудования с фазовой и частотной автоподстройкой в условиях воздействия интенсивных помех

Фаза сигнала является физическим параметром сигнала, позволяющим использовать ее в качестве параметра для передачи информации. Она позволяет передать и принять информацию очень эффективно. Но, бывают случаи, связанные с перескоками фазы сигнала в соседние циклы, скачки, обусловленные некоторыми неблагоприятными условиями, например, интенсивными помехами и изменяющимися параметрами сигнала. В этих условиях целесообразно исключить фазу из рассматриваемых параметров.

Исследование данного вопроса проводилось в работе путем сравнения характеристик систем синхронизации радиоэлектронной аппаратуры связи и навигации с фазово-частотным автоматическим регулированием частоты опорного генератора. При этом предполагалось, что радиоэлектронное оборудование расположено на подвижном объекте и работает в условиях интенсивных помех.

Рассмотрение проводилось применительно к широкополосному фазомодулированному сигналу, который используется в современных системах телекоммуникаций и в спутниковых радионавигационных системах вида

$$s(t, \lambda, \theta) = U_0 f(t - \tau) \theta(t - \tau) \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.45)$$

где U_0 , - амплитуда сигнала, ω_0 – частота сигнала, τ - временная задержка сигнала, φ - начальное значение фазы сигнала;

$f(t)$ – функция псевдослучайной последовательности символов;

$\theta(t)$ – информационная составляющая, которая может принимать только два значения $+1$ и -1 , вероятность перехода между этими состояниями $= 0.5$;

λ – вектор непрерывных параметров.

Эффект Доплера, проявляющийся в доплеровском сдвиге частоты, – главный фактор для определения вектора непрерывных параметров при расположении приемной аппаратуры на движущемся объекте. Сдвиг частоты определяется соотношением:

$$\omega = \frac{\omega_0 v}{c},$$

где v – радиальная составляющая путевой скорости движения центра масс подвижного объекта;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с - скорость света в вакууме.

Рассмотрим сигнал (2.45). Его значения фазы ϕ и временной задержки τ очевидно зависят от динамических воздействий на подвижный объект. Следовательно, вектор непрерывных параметров должен включать в себя фазу сигнала ϕ , временную задержку сигнала τ и частоту сигнала ω . Для движущегося объекта с высокой динамикой движения включим в рассмотрение доплеровскую производную сдвига частоты $\Delta\omega$. Вместе с этим, в предположении, что функция вектора непрерывных параметров $\lambda = \lambda(t)$ является марковским процессом, для его компонентов можно задать систему стохастических дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\phi}{dt} = \omega + n_\phi(t), & \frac{d\tau}{dt} = -\frac{\omega}{\omega_0} + n_\tau(t), \\ \frac{d\omega}{dt} = \Delta\omega + n_\omega(t), & \frac{d\Delta\omega}{dt} = -\alpha\Delta\omega + n_{\Delta\omega}(t), \end{cases} \quad (2.46)$$

где коэффициент α – числовое значение эффективной ширины полосы спектра вариаций для непрерывных параметров вектора λ .

Уравнение состояния в матричной форме можно записать в следующем виде:

$$\frac{d\lambda}{dt} = A_\lambda + n_\lambda(t), \quad (2.47)$$

$$\text{где } A_{\lambda}^T = \left[\omega, -\frac{\omega}{\omega_0}, \Delta\omega, -\alpha\Delta\omega \right],$$

$n_{\lambda}(t)$ - вектор-столбец, состоящий из компонент белого нормального шума с нулевыми средними значениями и $[N_{\lambda}]$ - скалярной матрицей спектральной плотности, у которой в главной диагонали стоят элементы составляющих спектральных плотностей вектора: N_{ϕ} - составляющая для фазы, N_{τ} - составляющая, отражающая временную задержку сигнала, N_{ω} - составляющая, отражающая частоту, $N_{\Delta\omega}$ - составляющая, отражающая доплеровский сдвиг по частоте, а остальные элементы равны нулю.

В предположении, если помеха на входе $n(t)$ - нормальный белый шум с нулевым средним значением, который суммируется с сигналом, N - спектральная плотность шума, то сумму сигнала и шума запишем в виде уравнения наблюдения:

$$\xi(t) = s(t, \lambda, \theta) + n(t). \quad (2.48)$$

В уравнение (2.48) входят параметры как непрерывного, так и дискретного сигналов. К ним применима модуляция марковским процессом и модулируются они односторонней цепью Маркова, будем фильтровать их параметры с помощью оптимальной нелинейной фильтрации. Для этого найдем решение уравнения Стратоновича для совместной апостериорной плотности вероятности параметров уравнения (2.48) при условии постоянства дискретного параметра за время наблюдения. Для удобства простоты реализации будем использовать квазиоптимальный алгоритм обработки. В этом алгоритме $W(t, \lambda)$ (аппроксимация апостериорной плотности вероятности непрерывных параметров по Гауссу) связана с $P(t, \lambda, \theta)$ (апостериорная плотность вероятности для непрерывных и дискретных параметров) следующим соотношением:

$$P(t, \lambda, \theta) = W(t, \lambda) P(t, i | \lambda), \quad (2.49)$$

где $P(t, i | \lambda)$ - апостериорная вероятность i -го значения дискретного параметра при условии фиксированного значения параметра λ .

Необходимо рассмотреть вектор оценок непрерывных параметров. Для этого для сигнала вида (2.45), к уравнению состояния (2.47) и уравнению наблюдения (2.48) применим метод квазиоптимальной фильтрации дискретно-непрерывного процесса типа марковского. Следовательно, уравнение для определения вектора записывается в виде:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varphi^*}{dt} \\ \frac{d\tau^*}{dt} \\ \frac{d\omega^*}{dt} \\ \frac{d\Delta\omega^*}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^* \\ -\frac{\omega^*}{\omega_0} \\ \Delta\omega^* \\ -\alpha_1\Delta\omega^* \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} \varepsilon_\varphi \\ \varepsilon_\tau \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

Где

$$\varepsilon_\varphi = \left(\frac{2U_0}{N}\right) \xi(t) f(t - \tau^*) \sin(\omega_0 t + \varphi^*) th\gamma$$

$$\text{и } \varepsilon_\tau = -\left(\frac{2U_0}{N}\right) \xi(t) \left\{ \frac{f\left(t - \tau^* + \frac{\tau_0}{2}\right) - f\left(t - \tau^* - \frac{\tau_0}{2}\right)}{\tau_0} \right\} \cos(\omega_0 t + \varphi^*) th\gamma -$$

- зависимости математических ожиданий от соотв. параметров.,

$$\gamma = \frac{2U_0}{N} \int_k^t \xi(t) f(t - \tau^*) \cos(\omega_0 t + \omega^* dt)$$

τ_0 - длительность импульса ПСП,

$t_k = t_0 + \kappa T_0 + \tau$ - моменты функции $\theta(t)$, в которых она не является непрерывной

T_0 - тактовый интервал функции.

Определим точность оценок из уравнения для корреляционной матрицы R :

$$\frac{dR}{dt} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} N_\varphi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & N_\tau & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N_{\Delta\omega} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\omega_0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} R + \begin{bmatrix} \frac{U_0^2}{N} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2U_0^2}{N\tau_0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} R, \quad (2.51)$$

а оценка дискретного параметра θ^* будет записываться в виде:

$$\theta_k^* = \text{sign}(\gamma_k). \quad (2.52)$$

Необходимо обратить внимание на то, что при выполнении алгоритма «фильтрации непрерывных параметров сигнала используется решение о значении дискретного параметра, принятое на предыдущем тактовом интервале, так что решение о значении дискретного параметра на текущем тактовом интервале принимается с использованием оценки непрерывных параметров на предыдущем интервале.»[33]

Изобразим «зависимости вероятности ошибочного приема символов информационного сообщения, определяемой как относительная частота несовпадений его оценочных θ^* и истинных θ от отношения $q = \frac{U_0^2 T}{N}$ сигнал/шум» [33] на рис. 2.11.

Построим кривые для трех значений мер разброса относительно математического ожидания значений скорости измерения сдвига частоты по Доплеру: $D_{\Delta\omega} = \frac{N_{\Delta\omega}}{4\alpha}$.

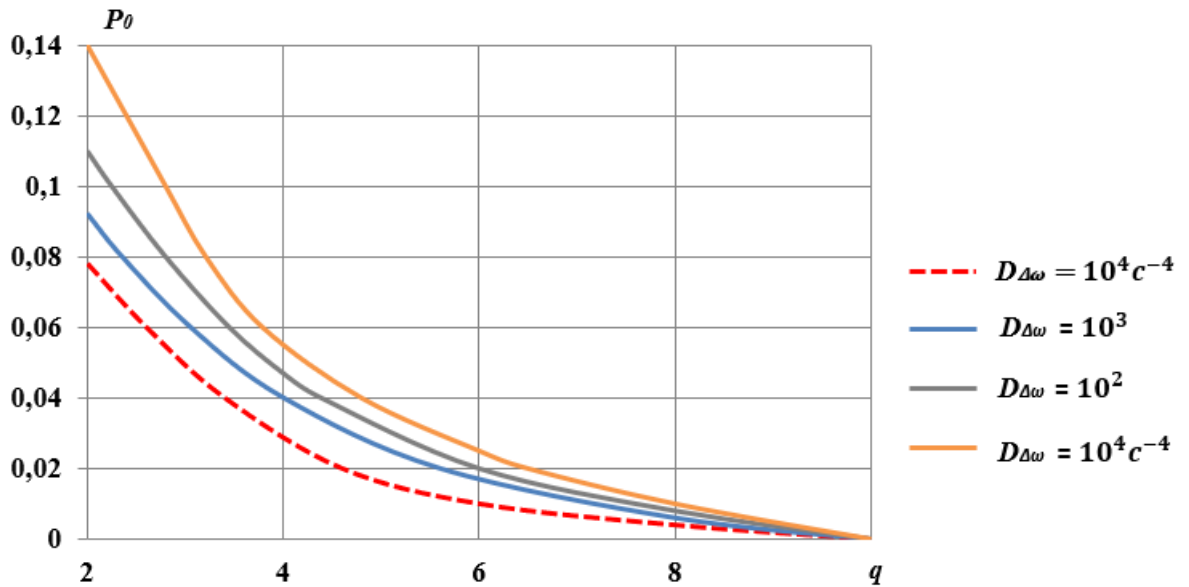


Рисунок 2.11

«Сплошными линиями на рисунках 2.12, 2.13, 2.14 показаны расчетные зависимости среднеквадратических отклонений фильтрации для непрерывных параметров от отношения сигнал\шум»[33]. Пунктирными линиями изображены результаты, полученные расчетным путем, о которых будет сказано позже.

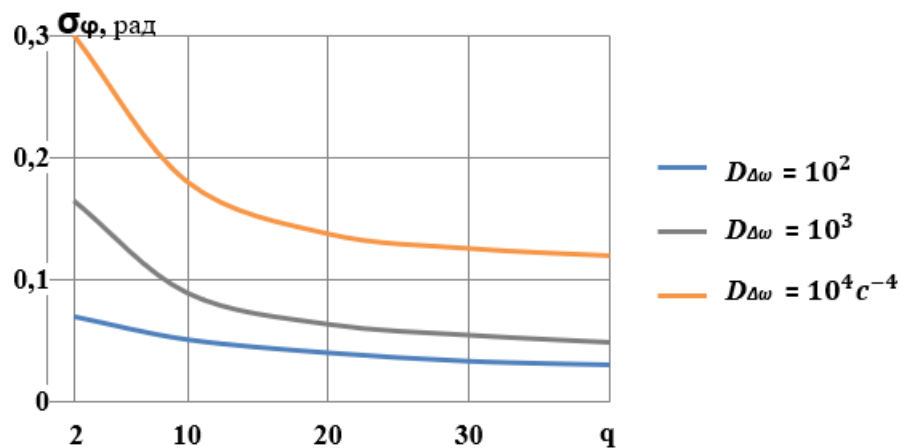


Рисунок 2.12

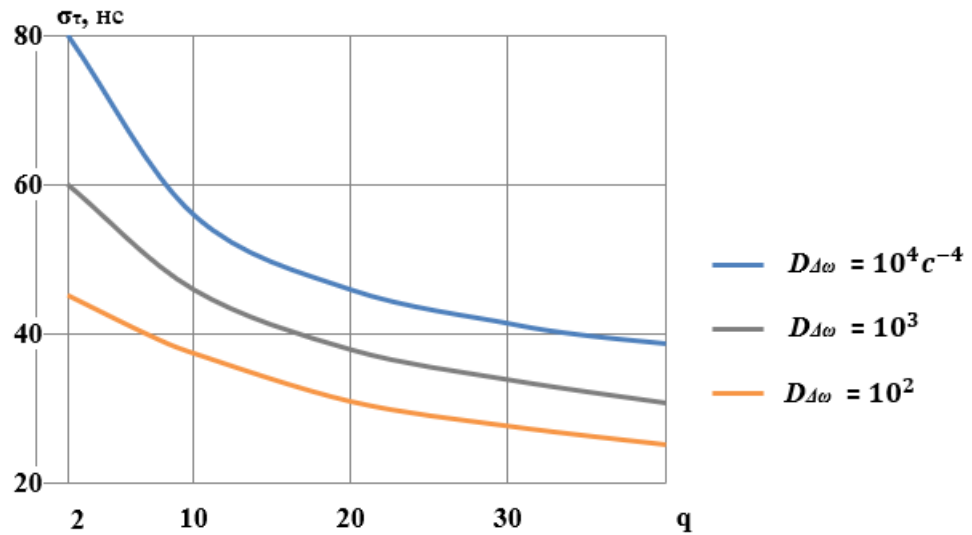


Рисунок 2.13

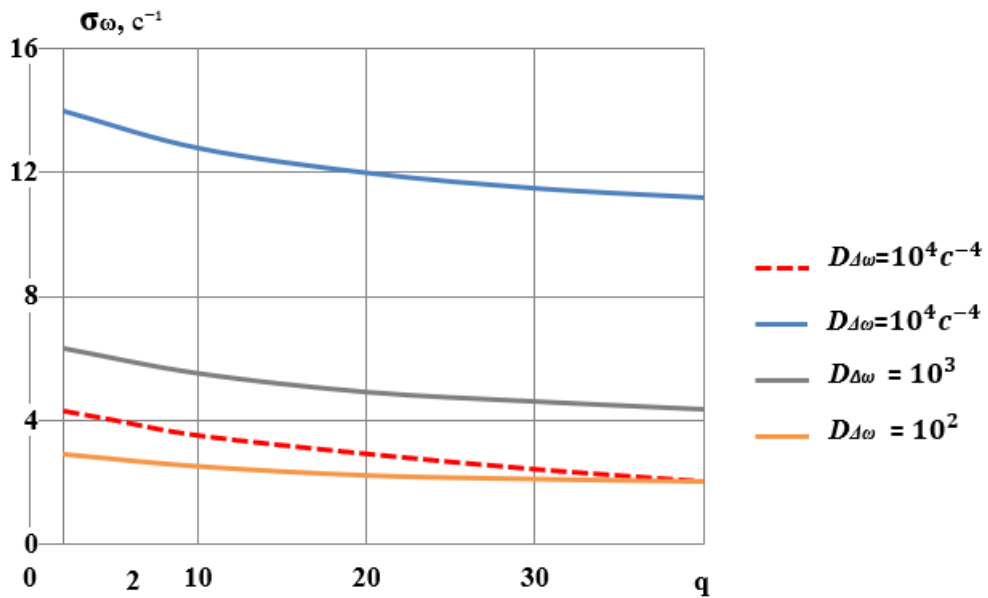


Рисунок 2.14

Временная эволюция элементов корреляционной матрицы \mathbf{R} до стационарных значений происходит за время установления $t_{уст}$, при этом $t_{уст}$ рассчитывается при условии достижения 95% значений элементов корреляционной матрицы стационарного состояния. На рисунке 2.15 показана зависимость $t_{уст}$ от отношения сигнал-шум q на интервале времени для значений дисперсии скорости изменения доплеровской частоты: $D = 10^2 \text{ c}^{-4}$ и $D = 10^4 \text{ c}^{-4}$.

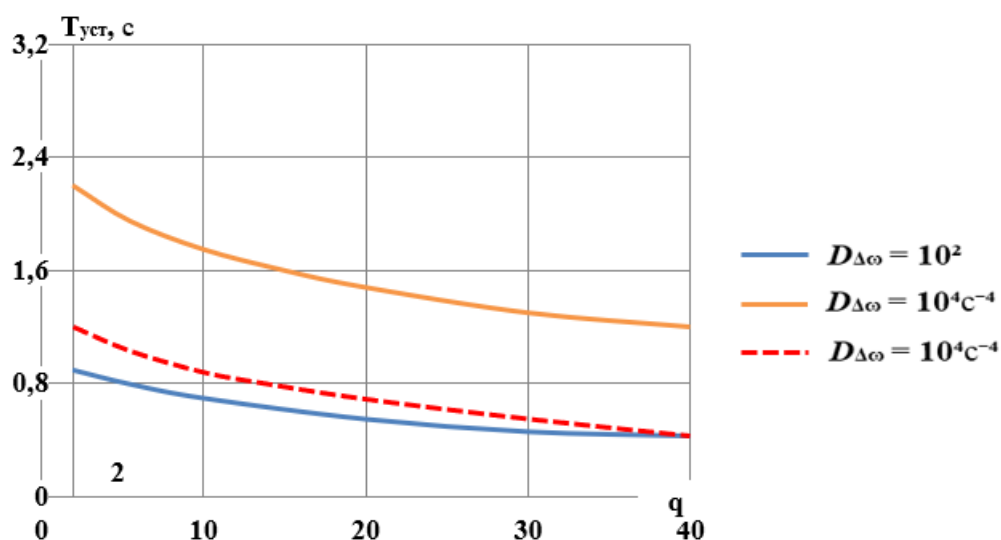


Рисунок 2.15

Эксперимент проведен случая установленной длительности элементарного сообщения $\tau_0 = 2$ мкс. При этом экспериментальные зависимости получены в соответствии с исходными данными: изменения параметров сигнала обусловлены достаточно быстрым движением объекта ($\alpha = 1 \text{ с}^{-1}$), например, летательного аппарата, относительно спутника.

Эффективность квазиоптимального алгоритма обработки параметров достигается малой вероятностью ошибок при приеме сообщения при значении сигнал\шум на выходе коррелятора $q \geq 10$, что показано на рис. 2.15. Рисунок 2.15 также подтверждает теоретическое положение, что при отношении сигнал-шум менее 2 фаза переходит в следующий фазовый цикл («скачок фазы») из-за полимодальности распределения апостериорной фазы. Для дискретного сообщения это приводит к некорректному декодированию. Причем вероятность ошибочного мало зависит от вектора, определяющего движение подвижного объекта, а ошибки фильтрации непрерывных параметров имеют существенную зависимость от этого вектора.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что в условиях сильных помех фаза теряет свою информативность. Качество работы системы синхронизации в

этом случае становится неудовлетворительным. В этих условиях фазу требуется исключить из вектора используемых параметров.

Рассмотрим способ исключения фазы из вектора параметров сигнала. Величина отклонения частоты сигнала относительно ее оценочного значения ω^* равна производной от фазы:

$$\varphi(t) = \text{arctg} \frac{B_s(t)}{A_s(t)}. \quad (2.53)$$

В выражении (2.53) $A_s(t) = U_0 \cos\varphi(t)$ - синфазная компонента сигнала, $B_s(t) = U_0 \sin \varphi(t)$ – квадратурная компонента сигнала.

В этом случае отклонение ε_ω мгновенной частоты относительно расчетной составляет

$$\varepsilon_\omega = \frac{A_s(t) \frac{dB_s(t)}{dt} - B_s(t) \frac{dA_s(t)}{dt}}{A_s^2(t) + B_s^2(t)}. \quad (2.54)$$

В выражении (2.54) на малом интервале $\Delta t \leq \tau_0$ можно применить первое приближение в виде замены разностями операции дифференцирования. Тогда выражение (2.54) примет следующий вид:

$$\varepsilon_\omega = \frac{A_s(t - \Delta t) B_s(t) - A_s(t) B_s(t - \Delta t)}{[A_s^2(t) + B_s^2(t)] \Delta t}. \quad (2.55)$$

В литературе [16] имеется алгоритм решения этого уравнения (2.55). Однако алгоритм [16] неэффективен с точки зрения работы с сильно зашумленным сигналом. Смесь сигнала с шумом поступает на умножитель частотного дискриминатора, на выходе которого в спектре сигнала ошибки возникает высокий уровень низкочастотных составляющих. Последующая фильтрация сигнала на выходе частотного дискриминатора оказывается неэффективной.

При включении на выходе частотного дискриминатора фильтра нижних частот (ФНЧ) низкочастотные составляющие в спектре выходного сигнала можно убрать. Однако при модулировании сигнала дискретным информационным сообщением полоса пропускания фильтра нижних частот ограничена примерно 100 Гц.

Используя методику [78] (схема Костаса) можно избавиться от влияния дискретных параметров информации на процедуру фильтрации параметров непрерывного сигнала. Для этого необходимо удвоить фазы синфазной и квадратурной составляющих сигнала на квадратурных выходах:

$$A'_s(t) = U_0 \cos 2\phi(t), \quad B'_s(t) = U_0 \sin 2\phi(t).$$

В этом случае фильтр нижних частот в квадратурных каналах дискриминатора будет независим к параметрам дискретного сообщения с информацией. С использованием такого метода можно повысить точность фильтрации параметров, увеличив полосы пропускания фильтра нижних частот более, чем в 10 раз.

Определим выражения для определения параметров фильтрации усеченного вектора непрерывных параметров:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tau^*}{dt} \\ \frac{d\omega^*}{dt} \\ \frac{d\Delta\omega^*}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\omega^*}{\omega_0} \\ \Delta\omega^* \\ -\alpha\Delta\omega^* \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} \varepsilon_\tau \\ \varepsilon_\omega \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

$$\frac{dR}{dt} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} N_\tau & 0 & 0 \\ 0 & N_\omega & 0 \\ 0 & 0 & N_{\Delta\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\omega_0} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\alpha \end{bmatrix} R +$$

$$+ R \begin{bmatrix} \frac{2U_0^2}{N\tau_0^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{4\pi\Delta t U_0^2}{N} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} R, \quad (2.57)$$

где

$$\varepsilon_\tau = \left[A_S^2 \left(t - \tau^* + \frac{\tau_0}{2} \right) + B_S^2 \left(t - \tau^* + \frac{\tau_0}{2} \right) \right] -$$

$$- \left[A_S^2 \left(t - \tau^* - \frac{\tau_0}{2} \right) + B_S^2 \left(t - \tau^* - \frac{\tau_0}{2} \right) \right],$$

$$\varepsilon_\omega = \overline{A_S(t)B_S(t)} \left[\overline{A_S^2(t - \Delta t) - B_S^2(t - \Delta t)} \right] -$$

$$- \overline{A_S(t - \Delta t)B_S(t - \Delta t)} \left[\overline{A_S^2(t) - B_S^2(t)} \right],$$

Черта сверху – процедура усреднения в фильтре нижних частот.

Запишем выражение для алгоритма декодирования информации:

$$\theta^* = \text{sign} \left[A_S(t)A_S(t - \Delta t) + B_S(t)B_S(t - \Delta t) \right]. \quad (2.58)$$

Отобразим штриховыми линиями на рисунке 2.11 (вероятность ошибочного приема дискретного параметра), рисунке 2.14 (среднеквадратическая ошибка фильтрации доплеровской частоты) и рисунке 2.15 ($t_{уст}$) графики этих зависимостей от отношения сигнал\шум для случая результатов алгоритма обработки с укороченным вектором непрерывных параметров. Данные

зависимости получены методом математического моделирования при условиях $D_{\Delta\omega} = 10000 / c^4$ и $\Delta t = \tau_0$.

Необходимо сравнить результаты, полученные для полного и укороченного векторов непрерывных параметров. Для малых значений отношения сигнал\шум, когда могут возникать скачки фазы, вероятность ошибки на приеме уменьшается от 1.5 до 2-х раз, среднеквадратическая ошибка фильтрации доплеровской частоты уменьшается до 7-ми раз, а переходный процесс уменьшается до 3-х раз.

Выполненный анализ для системы синхронизации приемной навигационной аппаратуры радиотехнических систем показал, что для приемной навигационной аппаратуры радиотехнических систем определяющим эксплуатационным фактором является отношение сигнал – шум для конкретных условий движения объекта, на котором находится радиоэлектронная аппаратура.

Следовательно, выбор алгоритмов обработки информации необходимо производить с учетом всех факторов, таких как вероятная помеховая обстановка, динамические характеристики подвижного объекта, если приемная аппаратура находится на подвижном объекте.

Исследования показали, что фазовая автоподстройка частоты опорного генератора, при которой фаза является информационным параметром, в условиях интенсивных помех неэффективна, так как фаза, имеющая циклический характер, теряет свою информационность за счет «перескока фаз». При влиянии интенсивных помех от фазовой автоподстройки частоты необходимо переходить к частотной автоподстройке в опорном генераторе. Данный переход позволит: уменьшить число ошибок на приеме, увеличить точность и повысить динамические характеристики всей системы.

2.5. Основные результаты и выводы

Основные результаты, полученные во 2-й главе, состоят в следующем:

1. Для случая малого отношения сигнал/помеха получено расчетное соотношение для определения увеличения дисперсии оценки параметров сигнала в радиоприемнике, оптимизированном в отношении квазиимпульсных помех, таких как атмосферные или промышленные, по сравнению с линейным приемником, который оптимален для нормальных помех.

2. Предложен алгоритм с предельным ограничением смеси квазигармонического сигнала и аддитивной помехи и последующей согласованной фильтрацией сигнала, и схема, реализующая данный алгоритм на основе ШОУ. Показано, что предложенный алгоритм действует и при мультипликативной помехе, причем в условиях такой помехи и при зависимых флуктуациях амплитуды и фазы происходит смещение оценки фазы сигнала.

3. Предложен квазиоптимальный алгоритм обработки сигналов в условиях совместного действия квазиимпульсных помех типа техногенных и атмосферных, а также узкополосных помех от мешающего радиооборудования и получены расчетные соотношения, позволяющие оценить его эффективность.

Научные результаты, полученные во 2-й главе, изложены в работах автора [23], [29], [32], [33], [34], [91].

3. Пути уменьшения влияния аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры

3.1. Моделирование помеховой обстановки, близкой к реальной, при полунатурных испытаниях аппаратуры радиотехнических систем

В разделе 2.1 подробно рассмотрен тот факт, что при проектировании и проведении испытаний в метровом и декаметровом диапазоне длин волн при моделировании шумовой обстановки (техногенного и атмосферного шумов) параметры аппаратуры радиотехнических систем значительно ухудшаются, если не учитывать реальные распределения этих шумов, которые отличаются от Гауссовых. Необходимо разработать простой способ смоделировать техногенные и атмосферные помехи, позволяющий проведение тестирования аппаратуры радиотехнических систем при полунатурных испытаниях.

В [7] изложены методы статистического моделирования помех со спектром, отличным от нормального. Они предполагают использование многомерного совместного распределения значений амплитуды и фазы. Это довольно сложно реализовать практически. Для исследования квазиимпульсных шумовых характеристик атмосферных и техногенных помех на их статистических моделях учтем полученные при рассмотрении аналитической модели сформированную реализацию импульсной составляющей помехи с помощью закона, описывающего область значений помеховых выбросов и интервалов между этими выбросами, после чего заполним интервалы между выбросами нормальной коррелированной помехой. Примем логнормальную модель, которая хорошо коррелирована с экспериментальными данными для описания помеховых характеристик техногенного и атмосферного происхождения для описания импульсной составляющей квазиимпульсной помехи. В декаметровом и метровом диапазонах

длин волн экспериментально известны параметры шумов различной этиологии. Параметр, который отлично согласуется с данными эксперимента V_d описан в источниках [39], [79]. Он характеризует степень её импульсности.

Для проведения дальнейшего исследования необходимо смоделировать помеховую обстановку. Для этого необходима имитационная модель. Построим ее для квазиимпульсных помех. Для этого определим параметры аналитической функции выбросов огибающей помехи на основании набора точек. Экспоненциальные импульсы отлично подходят для выполнения такого приближения, поскольку селекторный вход приемника часто представляет из себя простой колебательный контур. Более того, такая форма аппроксимации в логарифмической системе координат реализуется треугольниками с прямыми углами.

Рисунок 3.1. выполнен в логарифмическом масштабе шкалы по ординате, отображающей реализацию импульсной составляющей помехи. По шкале абсцисс – время. По абсциссе будем располагать прямоугольные треугольники. Они отображают значения огибающей помех. Расположим их на нескольких уровнях. Положим $(W_d(x), W_i(x))$ – известной статистической информацией. Разместим треугольники начиная с наивысшего уровня и закончим наиболее близким уровнем к фоновому уровню помех 8-10 дБ.

С помощью метода Монте-Карло определим продолжительность следующего пакета импульсной составляющей помехи Δt_0 на E_0 (текущем уровне) на основе распределения длительностей излучений на этом уровне $W_d(x)$. Затем пересчитаем эту длительность в длительность импульса Δt на уровне среднеквадратического отклонения фоновой составляющей шума σ_ϕ в соответствии с формулой:

$$\Delta t = \Delta t_0 + (E_0 - \sigma_\phi) / K, \quad (3.1)$$

в этой формуле применена нормировка по времени $\frac{1}{B}$ относительно ;

B - величина полосы пропускания приемника,

E_0 – уровень шума в текущий момент времени

σ_ϕ - относительное СКО шума,

$K = \operatorname{tg} \phi$ - отношение противолежащего катета к прилежащему в прямоугольном треугольнике (рис. 3.1.).

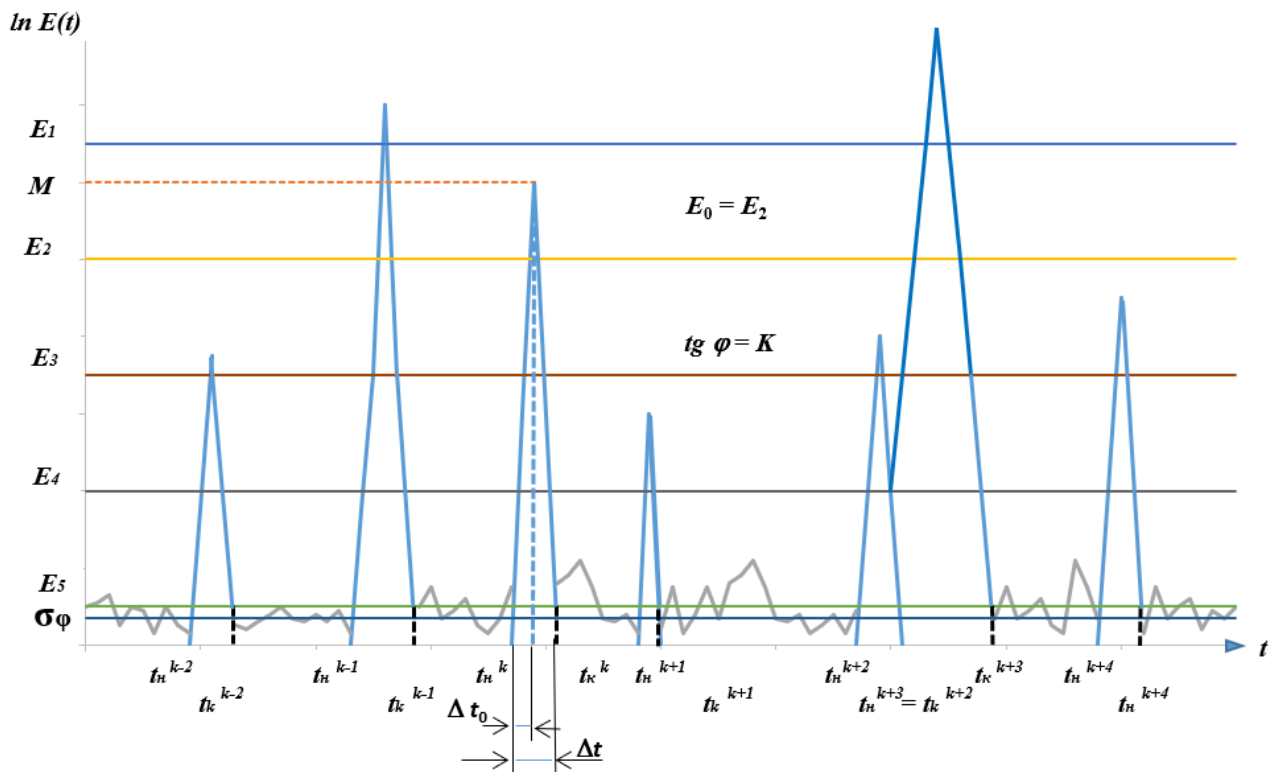


Рис. 3.1. Реализация импульсной составляющей помехи

Следует заметить, что основание прямоугольного треугольника лежит на оси времени, сам треугольник является результатом аппроксимации выбросов помеховой огибающей. Эти выбросы численно равняются коэффициенту затухания экспоненциального импульса. Очевидно, что коэффициент затухания численно равен эффективной ширине полосы его спектра, о чем говорится в

источнике [6]. А полоса пропускания приемного устройства B совпадает с эффективной шириной полосы спектра импульса.

Создадим двумерный массив, содержащий t_n – координата начала импульса и t_k - координата конца импульса. Число выбросов определяет число элементов матрицы за интервал времени. Матрица является двумерной, состоящей из координат начала и конца импульсов. Размер матрицы определяется количеством экстремумов помехи за рассматриваемый интервал времени. Длина отрезка между экстремумами текущего уровня определяется распределением $W_i(x)$.

Заполняем интервалы между экстремумами на текущем уровне после того, как заполнены интервалы между экстремумами на предыдущем. Экстремальное значение на следующем шаге определяем по формуле:

$$M = K \Delta t_0.$$

Указанный выброс сформирован на уровне в текущий отсчетный момент времени. Сравниваем значение экстремумов. Если следующее значение M превышает уровень предыдущего значения, то сформированный импульс гасим и на его месте формируем следующий импульс, поскольку остальные импульсы, отражающие значения экстремумов уже сформированы. Таким образом, после заполнения последнего нижнего уровня мы последовательно получаем ряд значений, отражающих значения огибающей линии импульсной составляющей помех. Эти значения получены на основе значений уровней фоновой составляющей помех.

Необходимо определить выражение для описания импульсной составляющей шума. Для решения этой задачи получим выражения для:

- $W_d(x)$ – распределение длительностей значений огибающей помехи;
- $W_i(x)$ – распределение интервалов времени между ними.

При рассмотрении случая нормальной модели распределения для последовательности аппроксимирующих импульсов, при выполнении условий: последовательность импульсов – марковская односвязная (аппроксимирующие импульсы примыкают друг к другу) и E_0 – фиксированный уровень огибающей шума, были выведены следующие равенства и выражения для описания вышеуказанных распределений:

$$W_d(k t_0) = 1 - \rho^{k_{++}}, \quad (3.2)$$

$$W_i(k t_0) = 1 - \rho^{k_{--}}, \quad (3.3)$$

при этом

$$\rho_{++} = K \frac{[R_0, \alpha(E_0)]}{\rho_+},$$

$$\rho_{--} = \frac{1 - 2\rho_+ + \rho_+ \rho_{++}}{1 - \rho_+},$$

$$\rho_+ = F[-\alpha(E_0)],$$

$$R_0 = R(t_0) = 1 + \frac{1}{\sigma} \ln \frac{B_e(t_0)}{B_e(0)},$$

$$\alpha(E_0) = \sigma + \frac{1}{\sigma^2} \ln \frac{E_0}{B_e^{1/2}(0)},$$

где ρ_{++} , ρ_{--} , ρ_+ - коэффициенты, а σ , как мы показали в разделе 2.1, определили из выражений:

$$\sigma \equiv \begin{cases} 0,87V_d^{1/2} - \text{для индустриальных помех,} \\ 0,57V_d^{1/2} - \text{для атмосферных помех,} \end{cases} \quad (3.4)$$

где

$$V_d = 20 \lg \frac{(\overline{E^2})^{1/2}}{\overline{E}} = 20 \lg \sqrt{2} \frac{\sigma_n}{\overline{E}}, \quad (3.5)$$

$\sigma_n = \frac{(\overline{E^2})^{1/2}}{\sqrt{2}}$ - среднеквадратическое отклонение, а \overline{E} - среднее значение огибающей квазиимпульсного шума.

В (3.3) введены обозначения следующих величин:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (3.6)$$

где $F(x)$ – табличная формула Крампа

$$K(x, y) = \frac{1}{2\pi(1-x^2)^{1/2}} \int_y^\infty \int_y^\infty \exp\left[-\frac{u^2 + v^2 - 2xuv}{2(1-x^2)}\right] du dv - \quad (3.7)$$

табличная формула Лапласа [52],

$B_e(t)$ - корреляционная функция огибающей помехи,

t_0 - длительность аппроксимирующего импульса,

V_d , - параметр, описывающий импульсный характер помехи.

Выберем значение опорного импульса t_0 из следующих условий:

$$\tau_k \gg t_0 \text{ или } 1/B \gg t_0.$$

где τ_k - интервал корреляции процесса у входной цепи в приемнике [56].

Подобные допущения помогут нам считать аппроксимирующую последовательность импульсов – марковской цепью. При вычислениях примем

$$\text{значение } t_0 = \frac{0,1}{B}.$$

Вычисление значений функций $F(x)$ и $K(x, y)$ требует больших вычислительных затрат, поэтому будем использовать их приближение $F(x)$ из [52]:

$$F(x) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(\sum_{n=1}^5 a_n \lambda^n\right), \quad (3.8)$$

$$\text{тут } \lambda = \frac{1}{1 + \rho x}, \quad \rho = 0,2316419, \quad \alpha_1 = 0,31938153, \quad \alpha_2 = -0,35636378, \\ \alpha_3 = 1,781477, \quad \alpha_4 = -1,821256, \quad \alpha_5 = 1,3302744,$$

которая позволяет аппроксимировать $F(x)$ с точностью лучше $1,7 \cdot 10^{-7}$, и разложим в ряд подынтегрального выражения в $K(x, y)$ [52], затем получим выражение

$$K(x, y) = \int_y^\infty \int_y^\infty \sum_{n=0}^\infty \frac{x^n}{n!} F(u)^{(n+1)} F(v)^{(n+1)} du dv, \quad (3.9)$$

в ряду которого ограничимся первыми 10 членами. Связь производной функции Лапласа с полиномами Эрмита определяется с помощью соотношения

$$F(x)^{(n+1)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} (-1)^n H_n(x) \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right), \quad (3.10)$$

Выражение для ρ_{++} представим в более удобном виде для простоты вычислений

$$\rho_{++} = \frac{q^2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\alpha(E_0^2)}{2}\right] \left[1 + \frac{1}{q^2} \sum_{n=1}^{10} \frac{R_0^n}{n!} H_{(n-1)}^2 \alpha(E_0)\right], \quad (3.11)$$

где

$$q = \exp\sum_{n=1}^5 \alpha_n \lambda^n, \quad \lambda = \frac{1}{1 + \rho \alpha(E_0)}. \quad (3.12)$$

Будем аппроксимировать энергетический спектр огибающей составляющей импульсного шума с помощью метода аппроксимации, описанного выше.

Примем: B – полоса пропускания входной цепи приемника, равная основанию прямоугольного треугольника для выполнения аппроксимации. При этом выражение для R_0 в (3.2), (3.3) и (3.10) принимает вид

$$R_0 = 1 - \frac{0,033}{\sigma^2} . \quad (3.13)$$

Сделаем предположение о том, что фаза помех равномерно распределена по разным реализациям, а также постоянна внутри выброса. Следовательно, для всех возможных рассматриваемых типов помех, которые воздействуют на наш приемник, как техногенных, так и атмосферных, мы определили параметры, описывающие форму импульсной огибающей помехи:

- V_d – параметр, описывающий импульсный характер помехи,
- B - ширина полосы входного контура приемника,
- $W_d(x)$ - распределение длительностей излучений огибающей помех,
- $W_i(x)$ - распределение длительностей интервалов между ними выбросами.

Для фоновой составляющей шума запишем формулу как для нормального шума с величиной разброса значений относительно математического ожидания:

$$\sigma_\phi^2 = c \frac{\bar{E}^2}{2}, \quad (3.14)$$

где

$$c = \begin{cases} 10^{-0,13V_d} & \text{— для индустриальной помехи,} \\ 10^{-0,20V_d} & \text{— для атмосферной помехи.} \end{cases} \quad (3.15)$$

Заполним временные отрезки между экстремумами импульсной составляющей помехи нормальным шумом с дисперсией, определяемой по формуле (3.14). По сравнению с предыдущим рассмотрением, где значения импульсной составляющей в моменты времени формируются на предыдущем этапе, при этом рассмотрении эти отсчеты формируются в момент проведения моделирования.

На практике огибающая имеет выбросы. Они распределяются хаотично. Кроме того, при выполнении моделирования, возникают и прочие ошибки. В результате параметры шума могут отличаться от заданных значений. Возникает необходимость в дополнительных данных для корректировки параметров результатов моделирования. Будем их также записывать в матрицу описания импульсной составляющей помехи.

Для этого запишем выражение для меры разброса модели шума относительно ее математического ожидания по следующей формуле:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2T} \left[\sum_i \left(\frac{K^2 \Delta t_i^3}{3} + K \Delta t_i^2 \sigma_\phi + \Delta t_i \sigma_\phi^2 \right) + 2 \Delta t_\phi \sigma_\phi^2 \right], \quad (3.16)$$

где:

T - длительность реализации шумовой составляющей;

Δt_ϕ - суммарное время воздействия ее фоновой составляющей;

Δt_i - длительность i -го выброса огибающей помехи на уровне σ_ϕ .

В выражении (3.16) операция суммирование проводится по всем выбросам реализации помехи. Моделирование выполнялось при условии $\sigma_n^2 = 1$. В случае при отклонении от этой величины нужно скорректировать значение σ_ϕ . Затем вычислить значение параметра V_d (импульсности) по следующей формуле

$$V_d = 20 \lg \frac{\sqrt{2} \sigma_n T}{\sum_i \left(\frac{K \Delta t_i^2}{2} + \Delta t_i^2 \sigma_\phi \right) + \Delta t_\phi \bar{E}_\phi}, \quad (3.17)$$

где $\bar{E}_\phi = \sigma_\phi 10^{-0,1049}$ - среднее значение огибающей фоновой составляющей шума за время Δt_ϕ .

Алгоритм процесса формирования отсчетов импульсной составляющей помехи показан на рисунке 3.2. Этот процесс стартует с момента заполнения матрицы и сводится к наблюдению каждого момента отсчетов в рамках процесса реализации такого шума.

Если время в интервале дискретизации попадает в момент времени между начальной t_n и конечной t_k координатами следующего выброса, то мгновенное случайное значение амплитуды шумового сигнала в этот момент выражается соотношением:

$$A = (t_{om} - t_k) K, \quad (3.18)$$

где t_{om} – отсчетный момент времени, а A – параметр, измеряемый в децибелах по отношению к значению среднеквадратического отклонения помехи (коэффициент K , характеризующий отношение в децибелах амплитуды к временному интервалу, определен по формуле (3.1). Определим значение случайного значения фазы шумового сигнала при условии равномерности ее распределения и постоянства в границах выбросов. Вычислим значения шумовых квадратурных составляющих $A \cos(\phi)$ и $A \sin(\phi)$ вследствие вычисления в точке наблюдения значений амплитуды и фазы шумового сигнала. В данном случае переход в квадратурным составляющим обусловлен удобством практического использования, так как на практике в настоящее время в цифровых приемниках обычно используют квадратурные интерфейсы.

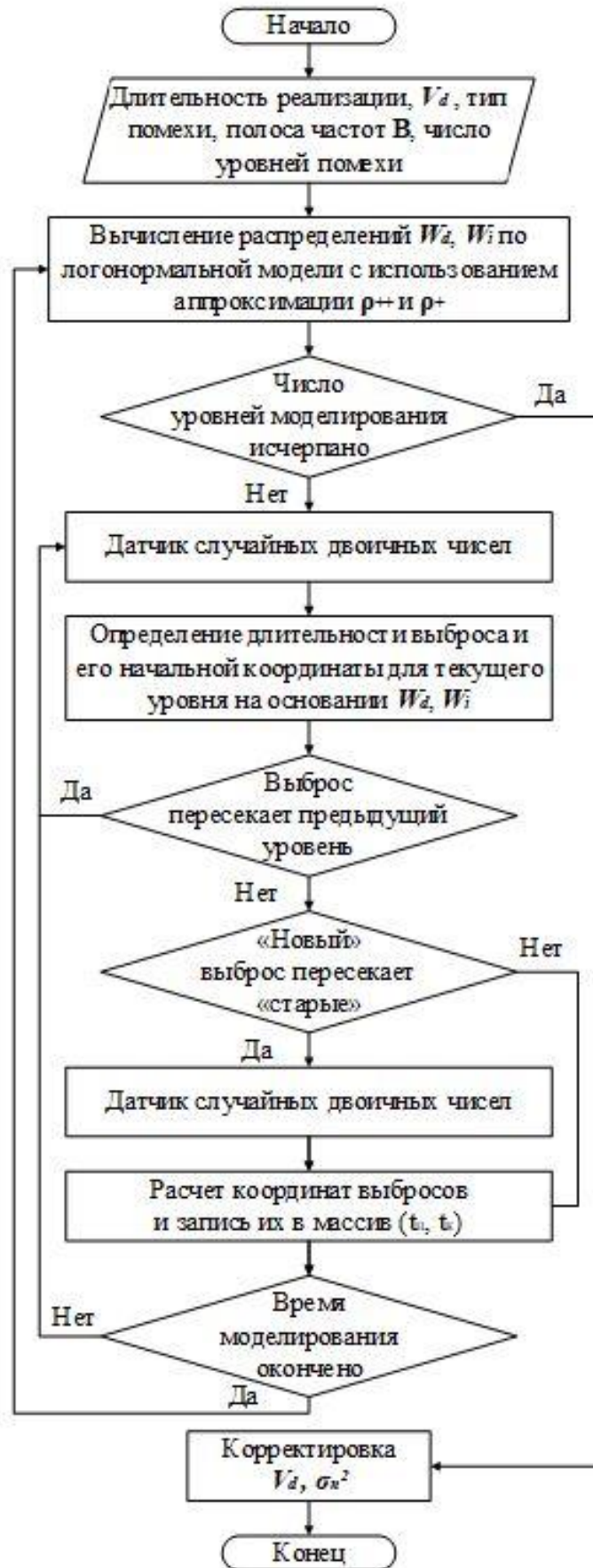


Рисунок 3.2 Алгоритм формирования импульсной составляющей помехи

Использование такого интерфейса позволяет производить обработку низкочастотных квадратурных компонент более простыми методами, чем высокочастотный сигнал. Это сильно понижает требования к производительности вычислительного устройства.

Можно использовать пару независимых нормальных случайных процессов для определения квадратурных составляющих компоненты фонового шума при условии, что отсчетный момент времени оказался в промежутке между экстремумами. В этом случае дисперсия будет $\sigma_{\Phi_k}^2 = \frac{\sigma_{\Phi}^2}{2}$. Эта нормализованная корреляционная функция, с учетом выполненных преобразований по аппроксимации помеховой огибающей прямоугольным треугольником с основанием B и с учетом записанных выше приближений определим как:

$$r(\tau) = \frac{\sin^2(\pi B \tau)}{(\pi B \tau)^2}. \quad (3.19)$$

Тогда, применительно к нашему рассмотрению, для составляющей фоновой помехи определим среднее значение и меру разброса относительно него для эталонных значений ее квадратурных составляющих. Обозначим интервал времени дискретизации Δt , тогда [54]:

$$m = r(\Delta t) x, \quad (3.20)$$

$$\sigma_{\Phi_k}^2 = \frac{\sigma_{\Phi}^2 [1 - r(\Delta t)^2]}{2}, \quad (3.21)$$

где x - значение составляющей из предыдущей цикловой итерации.

Предложенную модель можно адаптировать к условиям эксплуатации приемной аппаратуры потребителей. Это можно реализовать через параметр, характеризующий степень импульсности. Данное рассмотрение обладает очевидными достоинствами и позволяет моделировать импульсные шумы. В

литературных источниках опубликованы данные экспериментальных наблюдений применительно к временам года, географическим районам, в зависимости от высоты расположения приемника, то есть для атмосферных и техногенных помех зависимости от параметра импульсности V_d известны. Также известны для техногенных и атмосферных помех зависимости параметра импульсности от частотного диапазона и входной полосы пропускания приемника.

3.2 Адаптивная обработка сигналов в условиях помех с изменяющимися характеристиками

Ранее в работе проведен анализ шумовой среды, влияющей на работу радиоаппаратуры радиотехнических систем, разработаны методы моделирования шумовой обстановки, которая заключается в анализе влияния атмосферных и техногенных шумов на радиоаппаратуру радиотехнических систем, также разработаны алгоритмы обработки сигналов, которые предназначены для обработки сигналов, оптимизированных для шумов, или с независимыми характеристиками. Необходимо решить задачу повышения качества работы радиооборудования радиотехнических систем, уменьшить зависимость его параметров от внешних воздействий при эксплуатации. Для этого рассмотрим адаптивные методы приема радиосигналов при воздействии помех с различными флуктуационными характеристиками.

Рассмотрим метод адаптивного приема импульсного сигнала при условии воздействия атмосферных помех, которые являются одним из основных видов непреднамеренных помех в декаметрового диапазона и низкочастотной части диапазона волн метрового диапазона и характеризуются значительной вариабельностью.

Выше отмечалось, что при использовании двустороннего ограничителя с порогом на уровне среднеквадратичного значения фоновой составляющей для

подавления импульсной составляющей шума, доминирующего по мощности в качестве нелинейного преобразователя, мы получаем полезную выгоду. В теории оптимальной оценки параметров сигнала определено потенциально достижимое значение в мере разброса значений относительно математического ожидания. Применительно к нашему рассмотрению, в условиях атмосферного шума, имеющего негауссовскую характеристику, мы максимально приблизились к величине такой же дисперсии.

В источниках [39] и [47] рассмотрены аспекты оптимизации приемного тракта при воздействии таких шумов в предположении, что параметры последних, например, их интенсивность и степень импульсности, зависят от условий эксплуатации радиооборудования радиотехнических систем, таких как время года, время суток, географическое расположение и других условий.

Помеховая среда является средой априорно неопределенной. Реализацию адаптивного приема можно рассматривать как способ преодоления априорной неопределенности. В цифровых системах передачи данных широко используется адаптивный приемник для импульсных сигналов. Рассмотрим вариант построения адаптивного приемника.

В источнике [18] описывается метод нелинейного преобразования – использование двустороннего ограничителя с оптимальным порогом. Оптимальный порог ограничения выбирается на уровне среднеквадратического значения огибающей компоненты фоновой помехи

$$U_{\text{пор}} = \left[\overline{E_{\Phi}^2(t)} \right]^{1/2} \quad (3.22)$$

в этом случае, при сравнении с линейной обработкой сигнала, выигрыш в величине меры разброса значений оценки параметров относительно ее математического ожидания или в эффективном отношении сигнал\помеха составит

$$K_{\text{opt}} \cong c^{-1} = 10^{0,2V_d}, \quad (3.23)$$

$$c = \frac{\sigma_{\Phi}^2}{\sigma^2} = \frac{\overline{E_{\Phi}^2(t)}}{\overline{E^2(t)}} - \quad (3.24)$$

где

отношение σ_{Φ}^2 - мощности фоновой составляющей помехи к σ^2 -общей мощности шума;

$$V_d = 20 \lg \left\{ \frac{[\overline{E^2(t)}]^{1/2}}{\overline{E^2(t)}} \right\} - \quad (3.25)$$

данный параметр подробно рассмотрен в работе и описывает импульсный характер шума. С ним довольно просто работать при натуральных экспериментах для сбора данных при проведении экспериментов с шумами;

$E(t)$ – помеха,

$E_{\Phi}(t)$ - фоновая компонента помехи; усреднение по времени обозначено полосой сверху.

Необходимо задать время усреднения T_y для получения информации о параметрах сигнала в момент сигнальной паузы при проведении натуральных испытаний. Время усреднения должно удовлетворять неравенству:

$$\tau_k \ll T_y \leq \tau_n, \quad (3.26)$$

где $\tau_k = \frac{1}{\Delta f}$ - интервал корреляции шумовых осцилляций в полосе пропускания входной цепи приемника, которая ограничивает сумму сигнала с помехой;

τ_n - время паузы.

Способ предлагаемой адаптивной обработки суммы шума и сигнала в условиях воздействия помех с изменяющимися характеристиками – это поддержание оптимального порогового уровня U_{nop} (3.22). Зависимость этого оптимального предельного уровня (3.22) от шумовых параметров необходима нам для построения адаптивного приемника. Выведем эту зависимость с помощью

математических вычислений из соотношений (3.22), (3.23), (3.24), (3.25). Из (3.22), (3.23) и (3.24) имеем

$$U_{\text{пор}} = c^{1/2} \left[\overline{E^2(t)} \right]^{1/2} = 10^{-0,1V_d} \left[\overline{E^2(t)} \right]^{1/2}, \quad (3.27)$$

Из (3.27) видно, что $U_{\text{пор}}$ зависит от параметра, описывающего импульсный характер шума V_d , а также от его интенсивности $\left[\overline{E^2(t)} \right]^{1/2}$.

Подставим значение из формулы (3.25), получим необходимую зависимость порогового уровня от параметров шума.

$$U_{\text{пор}} = \frac{\left[\overline{E(t)} \right]^2}{\left[\overline{E^2(t)} \right]^{1/2}}. \quad (3.28)$$

В источнике [18] описано воздействие на приемник сильного тонального шума. Так же известно, что смесь такой помехи и сигналом и дальнейшее ее ограничение приводит к ухудшению помехоустойчивости, так как в приемнике сигнал подавляется, а шумовой спектр, наоборот, обогатится. Алгоритм, описанный в (3.28), очевидно, применим и к условиям тональной интерференции. Этот алгоритм позволяет сохранить линейность приемника на уровне амплитуды шума E_0 . Подставим значение амплитуды интерференции $E(t) = E_0$ в формулу (3.28), получим $U_{\text{пор}} = E_0$.

Опишем алгоритм формирования оптимального порога ограничения в соответствии с (3.28), который может быть реализован с помощью микропроцессорной техники:

- выделить огибающую шума $E(t)$ с помощью линейного детектора;
- выделить квадрат огибающей шума $E^2(t)$ с помощью квадратичного детектора;

- выполнить усреднение результата обнаружения;
- выполнить остальные действия (возведение в квадрат, извлечение квадратного корня, деление);
- запомнить текущее значение порогового уровня в памяти устройства на время T_z , которое удовлетворяет условию

$$T_n - T_y \leq T_z \ll \tau_c, \quad (3.29)$$

где T_n - период сигнала; τ_c - время стационарности шума.

Структурная схема устройства, реализующего этот алгоритм вычисления порога, изображена на рис. 3.3. Оно может быть реализовано, например, средствами микропроцессорной техники. Вычисление порога должно осуществляться в паузах сигнала, для чего устройство должно быть сопряжено с системой тактовой синхронизации.

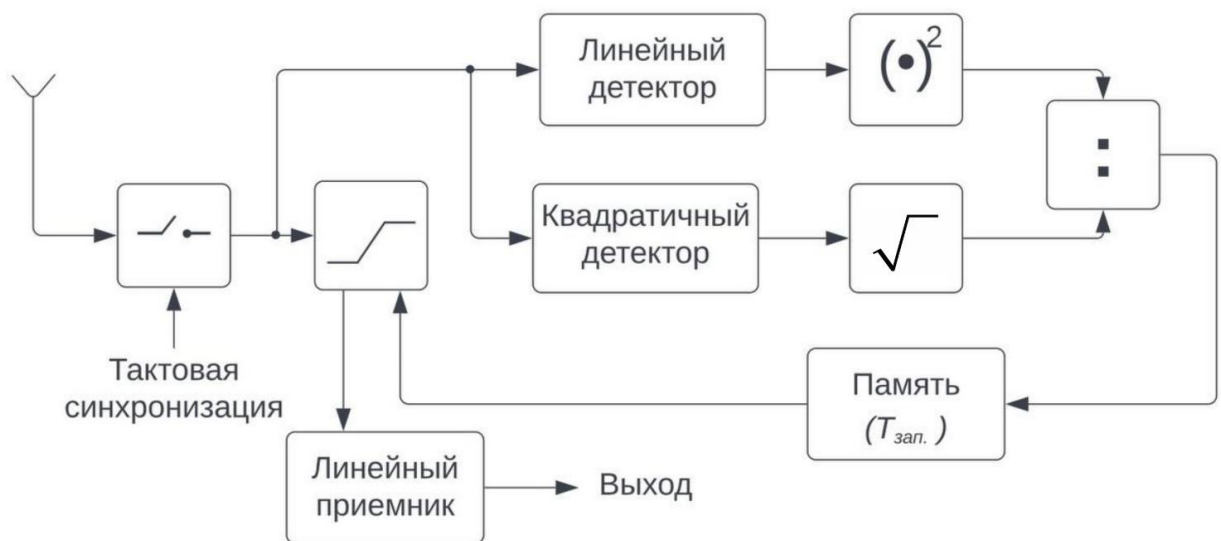


Рисунок 3.3. Реализация адаптивной обработки

Надо заметить, что в предлагаемом устройстве пороговое значение автоматически устанавливается на уровне амплитуды помехи (3.28) при его работе в условиях воздействия тонального или узкополосного шума с постоянной амплитудой и фазовой или частотной модуляцией. Это гарантирует улучшение

помехоустойчивости приемника по сравнению со случаем, описанным выше, когда спектр помехи обогащался при ограничении смеси сигнала с помехой.

В обычном режиме приемное устройство работает в большом динамическом диапазоне изменения уровня сигнала. Можем использовать квазилинейную обработку смеси сигнала и помехи с перемещением ограничителей на квадратурные входы приемника. Это даст нам возможность сохранить информацию об амплитуде сигнала. В источнике [45] говорится о том, что распределение квадратурных составляющих шума совпадает с распределением их мгновенных значений. Следовательно, все операции в алгоритме (3.28) для формирования оптимального порогового уровня U_{nop} могут быть применимы и для данных условий эксплуатации.

Эмпирический опыт для входной полосы $\Delta f = 3$ кГц показал следующее. Ограничитель с оптимальным порогом ограничения U_{nop} , определяемым при помощи алгоритма (3.28), при ограничении смеси сигнала с шумом в условиях воздействия квазиимпульсной помехи с параметром импульсности $V_d = 15$ дБ, эффективное отношение сигнал-шум увеличивается на 23... 27 дБ, что довольно близко к теоретически достижимому значению, которое определено в соотношении (3.23).

3.3. Основные результаты

Основные результаты, полученные в 3-й главе:

1. Предложен способ имитационного моделирования атмосферных и промышленных помех, базирующийся на формировании с использованием полученных при логарифмически нормальной модели вероятностных характеристик выбросов огибающей помехи реализации импульсной

составляющей такой помехи с последующим заполнением интервалов между импульсами нормальной фоновой составляющей.

2. Предложен способ адаптации радиоприема импульсных сигналов к изменению характеристик атмосферной или тональной помехи, заключающийся в автоматической установке порога ограничения в ограничителе на уровне фоновой составляющей атмосферной помехи либо на уровне амплитуды тональной помехи.

Научные результаты, полученные в 3-й главе диссертации, изложены в следующих работах автора [22], [24], [26], [28].

Заключение

Диссертация является научно-квалификационной работой, содержащей новое решение актуальной научной задачи определения влияния особенностей аппаратурной реализации и условий эксплуатации на качество функционирования радиотехнических устройств и систем и разработка способов уменьшения этого влияния, имеющей существенное значение для теории и практики проектирования и эксплуатации радиоэлектронных устройств и систем различного назначения.

В процессе проведенных исследований получены следующие основные научные результаты:

1. Доказано, что в радиотехнических системах с частотным разделением каналов, в частности, в приемной навигационной аппаратуре, при неточной настройке канального фильтра в условиях воздействия интенсивных помех возникает сдвиг оценки фазы, причем проводимая калибровка, устраняющая различие в фазовых набегах в частотных каналах, в таких условиях неэффективна вследствие возникновения асимметрии спектра помехи на выходе фильтра.

2. Показано, что в приемной навигационной аппаратуре потребителя в условиях интенсивных помех и воздействующих факторов при низкой производительности вычислителя целесообразно применение метода наименьших квадратов, обеспечивающего точность фильтрации навигационных параметров близкую к точности, которую дает использование методов оптимальной либо квазиоптимальной линейной фильтрации, требующих больших вычислительных затрат.

3. Разработан алгоритм моделирования атмосферных и промышленных помех, имеющих квазиимпульсный характер с преобладающей импульсной составляющей в диапазонах МВ и дециметрового диапазона, в которых работает большое количество радиотехнических устройств и систем различного назначения, позволяющий описать интерференционную картину при определении требований

к помехоустойчивости аппаратуры радиотехнических систем на этапах ее проектирования и испытаний.

4. Предложены рекомендации по моделированию близкой к реальной помеховой обстановки и использованию адаптивной обработки сигнала в приемной аппаратуре радиотехнические системы с автоматической установкой порога ограничения в зависимости от параметров импульсной (атмосферной или промышленной) или тональной помехи с изменяющимися характеристиками, которые позволяют уменьшить влияние аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиотехнические системы. Проведенное численное исследование показало, что при использовании ограничителя с оптимальным порогом ограничения и входной полосе $\Delta f = 3$ кГц в условиях воздействия квазиимпульсной помехи с параметром импульсности $V_d = 15$ дБ, отношение сигнал/шум увеличивается на 23... 27 дБ.

Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута.

К перспективам дальнейшей разработки темы можно отнести исследование оценки эффективности различных методов кодирования при воздействии на аппаратуру радиотехнических систем импульсных помех атмосферного и техногенного характеров, а также расширение применённого в работе аппарата исследований, связанного с влиянием на аппаратуру радиотехнических систем импульсных помех атмосферного и техногенного характеров, кроме этого, перспективно исследовать влияние на аппаратуру радиотехнических систем преднамеренных импульсных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.С. 991590 (СССР). Имитатор импульсных помех./ЛЭИС гол.проф. М.А.Бонч-Бруевича; Авт. изобрет. Брусенцов А.Г., Конторович В.Я., Ляндрес В.З. Оpubл. в Б.И., 1983, №3

2. Агеев Д.В., Кузьмин Б.И. Потенциальные возможности квазилинейных методов подавления импульсных помех в радиоприемных устройствах // Радиотехника, т. 33, № 2, 1978.
3. Амиантов И.М., Тихонов В.И. Воздействие нормальных флуктуаций на типовые нелинейные элементы // Известия АН СССР, ОТН, № 4, 1956.
4. Антонов О.Е. Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовых помехах // Радиотехника и электроника, т. XII, № 4, 5, 1967.
5. Бакут П.А. и др. Вопросы статистической теории радиолокации, т. 2. - М.: Советское радио, 1964.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Высшая школа, 1988.
7. Бусленко Н.П. Метод статистического моделирования. - М.: Статистика, 1970.
8. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех // Известия АН СССР, Техническая кибернетика, №2, 1971.
9. Гаткин Н.Г., Далецкий Ю.Л., Красный Л.Г. Обнаружение сигналов на фоне одного класса негауссовых помех // Радиотехника и электроника, т. XVII, № 4, 1972.
10. Гаткин Н.Г., Далецкий Ю.Л., Красный Л.Г. Обнаружение сигналов на фоне нестационарных помех // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, № 3, 1970.
11. Горбачев А.А., Сизьмин А.М., Торопов Л.А. Об уменьшении искажений формы атмосферика при приеме его на фоне помех // Геомагнетизм и аэрномия, № 3, 1973.
12. ГОСТ 30804.4.4-2013 (IEC 61000-4-4:2004) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Издательство стандартов, 2014.– 28 с.
13. ГОСТ Р 51317.4.5-99 (МЭК 61000-4-5-95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным

помехам большой энергии. Требования и методы испытаний. – М.: Издательство стандартов, 2000.– 33 с.

14. Дятлов Д.В., Димаки А.В., Светлаков А.А. Программный имитатор промышленных импульсных помех, воздействующих на датчики измеряемых величин и каналы связи между аппаратными средствами АСУ ТП. – Доклады ТУСУРа, № 2(26), часть 1, декабрь 2012, С. 205 –213.

15. Жодзишский А.А., Кий А.А., Соколов В.П. Статистические характеристики огибающей, фазы и из производных суммы федингующего сигнала и узкополосного нормального шума // Радиотехника и электроника, т. XV, № 7, 1970.

16. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах.- М.: Радио и связь, 1986.

17. Казаков И.Е. Приближенный вероятностный анализ точности работы существенно нелинейных автоматических систем // Автоматика и телемеханика, т. 17, № 5, 1956.

18. Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. Фазовый метод определения координат. - М.: Советское радио, 1979.

19. Коровин Ю.К., Лутченко А.Е. Распределение нулей узкополосного случайного процесса // Вопросы радиоэлектроники, серия XII, вып. 13, 1963.

20. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, кн. 1. - М.: Советское радио, 1966.

21. Лутченко А.Е. Когерентный прием радионавигационных сигналов. - М.: Советское радио, 1973.

22. Немыкин А.А. Реализация адаптивного приема импульсного сигнала в условиях атмосферных помех/ А.А. Немыкин// В сборнике: Технологии информационного общества. X Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов – 2016 – С.193.

23. Немыкин А.А. Сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов фильтрации флуктуирующих параметров в условиях ограниченной

производительности вычислителя/ А.А. Немыкин//Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т.10 - № 4 – С. 26-30.

24. Немыкин А.А. Алгоритм обработки и качество оценки сигнала при аддитивных помехах/ А.А. Немыкин//Вестник связи. – 2018. - № 12- С.27-29.

25. Немыкин, А.А. Влияние точности настройки фильтра фазоизмерительного устройства на качество оценки фазы квазигармонического сигнала в условиях помех/А.А. Немыкин// В сборнике: Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер. «Научная сессия, посвящённая дню радио». – 2010 – С.122-124.

26. Немыкин, А.А. Модель атмосферных и промышленных помех, адаптированная к условиям эксплуатации приемной радиоэлектронной аппаратуры/А.А. Немыкин, Е.П. Строганова// Научные технологии в космических исследованиях Земли. – 2016.- Т.8.- № 2 – С. 48-53.

27. Немыкин, А.А. Влияние неидеальности характеристик элементов фазоизмерителя на точность измерения фазы в условиях помех/А.А. Немыкин// В сборнике: Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер. «Научная сессия, посвящённая дню радио». – 2010 – С.84-87.

28. Немыкин, А.А. Адаптивный прием импульсного сигнала в условиях атмосферных помех. /А.А. Немыкин// В сборнике: Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер. «Научная сессия, посвящённая дню радио». – 2010 – С.121-122.

29. Немыкин, А.А. Влияние динамики движения подвижного объекта на точностные характеристики размещаемого на нем навигационного измерителя /А.А. Немыкин// В сборнике: Труды Российского научнотехнического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер. «Научная сессия, посвящённая дню радио». – 2010 – С.87-91.

30. Немыкин, А.А. Неидеальность характеристик элементов при измерениях фазы/А.А. Немыкин// Вестник связи. – 2016. - №3 – С. 8-10.

31. Немыкин, А.А. Погрешность фазовых измерений на поднесущей/ А.А. Немыкин, Е.П. Строганова// – Москва: Цифровая обработка сигналов. – 2010. - № 2. – С. 58-60.
32. Немыкин, А.А. Построение приемного тракта в условиях совместного действия импульсных и узкополосных помех/ А.А. Немыкин// – Москва: Цифровая обработка сигналов. – 2011. - № 1. – С. 13-15.
33. Немыкин, А.А. Сравнительный анализ точностных характеристик систем синхронизации связной и навигационной радиоэлектронной аппаратуры с фазовой и частотной автоподстройкой в условиях интенсивных помех / А.А. Немыкин, Е.П. Строганова // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2010. – № 10. –С. 133-136.
34. Немыкин, А.А. Оптимизация приемного тракта в условиях атмосферных и промышленных помех / Е.П. Строганова, А.А. Немыкин// Сборник научных трудов Международной научно-практической конференции «Компьютерные, прикладные и инженерные инновации и модернизация отраслей промышленности».– 2018.- вып.4, –С. 12-18.
35. Никитенко Ю.И., Хмаладзе Т.К. Сравнение амплитудно-фазового и фазового методов измерения фазы при воздействии синусоидальных помех // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетеχνическая, вып. 20, 1968.
36. Omura J. K., Shaft P. D. Modem performance in VLF atmospheric noise // IEEE Trans., COM-19, № 5, 1976.
37. Пестряков В.Б. Радионавигационные угломерные системы. - М.: Госэнергоиздат, 1955.
38. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. - М: Советское радио, 1968.
39. Распределение по Земному шару атмосферных помех и их характеристики. Документы X пленарной ассамблеи МККР, Отчет 322, Женева, 1963. М.: Связь, 1965.
40. Рубцов В. Д. Выбросы огибающей атмосферного шума // Радиотехника и электроника, т. XXII, № 1, 1977.

41. Рубцов В. Д. Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме // Радиотехника и электроника, т. XX, № 10, 1975.
42. Рубцов В. Д. Распределение огибающей смеси атмосферного шума и узкополосного сигнала // Радиотехника и электроника, т. XXI, № 3, 1976.
43. Рубцов В. Д. Статистические характеристики смеси атмосферного шума и узкополосного сигнала // Радиотехника, т. 31., № 8, 1976.
44. Рубцов В. Д. Статистические характеристики фазы смеси атмосферного шума и узкополосного сигнала // Радиотехника и электроника, т. XIX, № 11, 1974.
45. Рубцов В. Д., Зайцев А. Н. Определение вероятностных характеристик помехи и ее смеси с узкополосным сигналом по экспериментальным данным. // Радиотехника и электроника, т. XXX, № 9, 1985.
46. Рубцов В.Д. О статистических характеристиках «нулей» и фазы узкополосного процесса // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетеchnическая, вып. 15, 1970.
47. Рубцов В.Д. Оптимизация приемного тракта в условиях атмосферного шума // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетеchnическая, вып. 7, 1978.
48. Рубцов В.Д., Зайцев А.Н. О применимости логарифмически нормальной модели для вероятностного описания квазиимпульсных помех // Радиотехника и электроника, т. XXIX, № 8, 1984.
49. Рыбаков Е.А. Исследование системы навигации по гравитационному полю Земли при движении по различным маршрутам // Альманах современной метрологии. 2020. №4 (24). С. 104-111.
50. Рыбаков Е.А. Метод повышения точности определения местоположения по измерениям параметров гравитационного поля на основе моментных функций // Альманах современной метрологии. 2020. №2 .(22). С. 59-66
51. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. - М: Эко-Трендз, 2000.

52. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. Под ред. М.А.Абрамовица и И.Стигана /Пер. с англ. - М.: Наука, 1979.
53. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио и связь, 1983.
54. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Радио и связь, 1982.
55. Тихонов В.И., Бакаев Ю.Н. Статистическая теория радиотехнических устройств. - М.: ВВИА им проф. Н.Е. Жуковского, 1978.
56. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. - М.: Советское радио, 1975.
57. Тихонов В.И., Харисов В.Н., Смирнов В.А. Оптимальная фильтрация дискретно-непрерывных процессов // Радиотехника и электроника, т. XXIII, № 7, 1978.
58. Фатеев В.Ф., Бобров Д.С., Гостев Ю.В., Рыбаков Е.А., Карапетян М.Н., Давлатов Р.А., Долгодуш А.О., Москвитин Ю.В. Макет системы навигации по геофизическим полям Земли // Альманах современной метрологии. 2020. №4 (24). С. 173-184.
59. ФЦП "Модернизация Единой системы организации воздушного движения Российской Федерации (2009-2020 годы)".
60. ФЦП "Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012-2020 годы".
61. Харисов В.Н., Яковлев А.И., Глущенко А.Г. Оптимальная фильтрация координат подвижного объекта // Радиотехника и электроника, XXIX, № 10, 1984.
62. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. - М.: Издательство иностранной литературы, 1963.
63. Черняк Ю. Б. Непараметрические фазовые методы обнаружения сигналов // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетехническая, вып. 5, 1967.
64. Черняк Ю. Б. О линейных свойствах системы широкополосный ограничитель - фильтр. // Радиотехника и электроника, т. XV, № 7, 1962.
65. Шебшаевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. - М.: Радио и связь, 1982.

66. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. Под ред. Пестрякова В.Б. Авт.: Афанасьев В.П., Пестряков В.Б., Сенявский А.Л. и др. - М.: Советское радио, 1973.
67. Ярлыков М.С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. - М.: Советское радио, 1980.
68. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. - М.: Радио и связь, 1985.
69. 2017 Federal Radionavigation Plan. US Department of Defense, US Department of Homeland Security, US Department of Transportation, — 2017.
70. A.D. Spaulding. The Natural and Man-made Noise Environment in Personal Communications Services Bands, NTIA Report 96-330 (revised), 1997
71. Alexandr M. Pilipenko/ Increasing Operation Speed of Frequency Synthesizers Using Nonlinear Control in Phase-Locked Loop System //2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021.
72. Alexandros Palaios;Vanya Miteva;Petri Mähönen/ Man-made interference in below 3 GHz frequencies: How severe is the problem?// 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016.
73. Beckmann P. Amplitude -probability distribution of atmospheric radio noise // Radio Science, 68D, № 6, 1964.
74. Bingbo Li;Liyun Zhong;Jiaosheng Li;Shengde Liu;Jindong Tian;Xiaoxu Lu/Dynamic Phase Measurement Based on Two-Step Spatial Carrier-Frequency Phase-Shifting Interferometry//IEEE Photonics Journal/Year: 2018, Volume: 10, Issue: 2.
75. Bjørn Skeie, Bjørn Solberg. External man-made radio noise measurements. FFI-RAPPORT 16/00869, Norwegian Defence Research Establishment (FFI), 2016.
76. Bo Jang;Dong Wen;Tao Xu;Cuihai Liu /Linear prediction model based suppression technology for VLF atmosphere noise signals//2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing, 2012, Volume: 2.
77. Bolton E. C. Man - made noise study at 76 and 200 kHz // IEEE Trans., EMC-18, № 3, 1976.

78. Cahn C.R. Improving frequency of a Costas loop // IEEE Transactions on communication, v. C-25, № 12, 1977.
79. Disney R.T., Spaulding A.D. Amplitude and time statistics of atmospheric and man-made radio noise. Report ERL-150-ITS-98. U.S. Department of Commerce, Wash., Febr., 1970.
80. Evgeniy M. Vinogradov; Boris M. Antipin; Evgeniya I. Tumanova/Estimation of the Man-Made Noise Effect on the Receiver Performance//2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), 2021.
81. Farah Haroon; Haroon Rasheed; Mukesh Kumar Maheshwari /Modeling and adaptive cancellation of industrial noise//17th IEEE International Multi Topic Conference, 2014.
82. GLOBAL POSITIONING SYSTEM / INTERFACE SPECIFICATION IS-GPS-200L, Revision L, 14.05.2020.-228 p.
83. Gupta, Shubh, Gao, Grace Xingxin, "Particle RAIM for Integrity Monitoring," Proceedings of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2019), Miami, Florida, September 2019, P. 811-826.
84. He Zhanquan; Li Xiaoqing; Wang Shusheng; Qi Yuezhen/A Noise-Assisted Polar Code Attempt Decoding Algorithm// 2021 IEEE 13th International Conference on Computer Research and Development (ICCRD), 2021.
85. Impact of power line telecommunication systems on radiocommunication systems operating in the VHF and UHF bands above 80 MHz, Report ITU-R SM.2212, 2011.
86. J. Zoellner; J. Robert; M. Slimani; P. Schlegel; M. Pulsmeier/ Analysis of the impact of man-made noise on DVB-T and DVB-T2 //IEEE international Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, 2012.
87. Jie Zhang; Shengyan Li; Jiudong Zheng; Tao Jiang/Study on Waveform Characteristic for Simultaneous Transmit and Receive used in

Multifunction Phased Array//2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST), 2019.

88. Koos T. W. H Fockens;Frank Leferink/Correlation Between Measured Man-Made Noise Levels and the Density of Habitation //IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility/Year: 2020, Volume: 62, Issue: 6.

89. Krinitsky G., Leonova M., Konoplev V. Evaluation of navigation support characteristics of categorized aircraft approach and landing using global navigation satellite systems (GNSS). — Vol. 174 of the Advances in the Astronautical Sciences Series // Proceedings of the IAA/AAS SCITECH FORUM 2019 on Space Flight Mechanics and Space Structures and Materials 25-27 June 2019, Moscow, Russia. Pub. 2021, 1046 p. — P. 187 — 202.

90. Nemykin, A.A., Stroganova E.P. Analysis of Moving Radio Electronic Measuring Instruments Characteristics/ A.A. Nemykin, E.P. Stroganova// 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2020 - Proceedings, 2020, 9261508/ Publication Year: 2020, Page(s): 1 – 4.

91. Nemykin, A.A. Comparative Analysis of the Accuracy And Dynamic Characteristics of Navigate Radio Electronic Equipment with Phase and Frequency Auto Surveying in Intensive Inferences/ A.A. Nemykin// 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019, 2019, 8706787 /Publication Year: 2019, Page(s): 1 – 4.

92. Otilia Popescu;John Musson;Dimitrie C. Popescu/Using Open-Source Software Defined Radio Platforms for Empirical Characterization of Man-Made Impulsive Noise//IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine/Year: 2020 ,Volume: 9, Issue: 4.

93. R. Michael Buehrer, Measuring Noise in the VHF Band and Its Effect On Low SNR Signal Detection, Virginia, USA, 2012.

94. Recommendation ITU-R P.372-7. Radio noise, 2001.

95. Spaulding A. D., Ahlbeck W. H., Espeland L. R. Urban residential man - made radio noise analysis and predictions. // Telecommunications research and engineering, rpt. 14, ITS, 1971.

96. Vladimir Ya. Goryachev; Dmitry I. Nefedyev; Tatyana Yu. Brostilova; Sergey A. Kislyakov; Valery V. Kozlov; Sergey V. Golobokov /Frequency Response of the Transfer Function of the Information-Measuring System for Linear Displacements with Phase Sensor//2020 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2020.

97. Wei Zhou;Zhiqi Li;Lina Bai;Huimin Song;Qianqian Du;Na Li;Wanying Li;Ying Zhang/Generalized phase measurement and processing with application in the time-frequency measurement control and link//2013 Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC), 2013.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

АО «Концерн ГРАНИТ»

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО



Россия, 119019, г. Москва, ул. Гоголевский бульвар, д. 31, стр. 2, эт. 2, пом. 1
 т. (495)642-9742, ф. (499)558-1529 office@granit-concern.ru, www.granit-concern.ru
 ОКПО 78089277, ОГРН 1055011347093, ИНН/КПП 5003056699/770401001
 р/с 40702810738000014569 в ПАО «Сбербанк России», и/с 30101810400000000225, БИК 044525225

08 февраля 2022 г. № 112

В диссертационный совет при МТУСИ

АКТ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Настоящим подтверждается, что рекомендации, содержащиеся в диссертационном исследовании Немыкина Андрея Александровича на тему: «Исследование влияния аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры» нашли свое практическое применение для теории и практики проектирования и эксплуатации радиоэлектронных устройств и систем различного назначения.

Первый заместитель
Генерального директора, к.т.н.



С.С. Гостев

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО
РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ
КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное
бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И
ИНФОРМАТИКИ»
(МТУСИ)



MINISTRY OF DIGITAL
DEVELOPMENT,
COMMUNICATIONS
AND MASS MEDIA OF
THE RUSSIAN FEDERATION

MOSCOW TECHNICAL
UNIVERSITY
OF COMMUNICATIONS
AND INFORMATICS
(MTUCI)

ул. Авиамоторная, д. 8а, Москва, 111024,
www.mtuci.ru; mtuci.pf; e-mail: kanc@mtuci.ru
Телефон (495) 957-77-31; факс (495) 957-77-36

ОГРН 1027700117191; ИНН/КПП 7722000820/772201001; ОКПО 01179952;
ОКВЭД 85.22, 46.19, 58.19, 61.10, 68.32, 72.19, 85.21, 85.23, 85.42.9, 71.20, 33.13, 26.60 ; ОКТМО 45388000

14. 02 2022 № 351/02-17

На № _____ от _____

В диссертационный совет

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Настоящим подтверждается, что материалы, содержащиеся в диссертационной работе Немыкина Андрея Александровича на тему: «Исследование влияния аппаратурных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры» нашли свое практическое применение в курсах лекций и программах семинаров по дисциплинам «Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах», «Метрология и радиоизмерения» кафедры «Метрология, стандартизация и измерения в инфокоммуникациях».

Проректор по учебной работе



Е.В. Титов

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО
РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ
КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное
бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И
ИНФОРМАТИКИ»
(МТУСИ)



MINISTRY OF DIGITAL
DEVELOPMENT,
COMMUNICATIONS
AND MASS MEDIA OF
THE RUSSIAN FEDERATION

MOSCOW TECHNICAL
UNIVERSITY
OF COMMUNICATIONS
AND INFORMATICS
(MTUCI)

ул. Авиамоторная, д. 8а, Москва, 111024,
www.mtuci.ru; mtuci.rf; e-mail: kanc@mtuci.ru
Телефон (495) 957-77-31; факс (495) 957-77-36

ОГРН 1027700117191; ИНН/КПП 7722000820/772201001; ОКПО 01179952;
ОКВЭД 85.22, 46.19, 58.19, 61.10, 68.32, 72.19, 85.21, 85.23, 85.42.9, 71.20, 33.13, 26.60 ; ОКТМО 45388000

09. 02. 2022 № 315/02-16 В диссертационный совет при МТУСИ
На № _____ от _____

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Настоящим подтверждается, что рекомендации, содержащиеся в диссертационном исследовании Немыкина Андрея Александровича на тему: «Исследование влияния аппаратных ограничений и условий эксплуатации на качество функционирования радиоэлектронной аппаратуры» нашли свое практическое применение при разработке методик испытаний и измерений радиоэлектронного оборудования, а так же прошли апробацию с применением средств измерений, приобретенных в рамках федерального проекта «Развитие передовой инфраструктуры для проведения исследований и разработок в Российской Федерации» национального проекта «Наука» Минобрнауки РФ.

Заместитель проректора по научной
работе МТУСИ

А.С. Митрофанов

Начальник Испытательного центра Отдел
МТУСИ документационного
обеспечения



А.В. Лобзов