

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В.Ф. Уткина»

На правах рукописи



Нгуен Ван Дык

**АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ
ЧАСТОТЫ ЧМ ДАЛЬНОМЕРА ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ**

Специальность: 2.2.13. Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, доцент,
Паршин Валерий Степанович

Рязань 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. МОДЕЛЬ СИГНАЛА. АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ	13
1.1 Вводные замечания.....	13
1.2 Принцип работы дальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала.....	14
1.3 Основные расчетные соотношения	15
1.4 Алгоритмы оценки разностной частоты	18
1.5 Алгоритм оценки фазы сигнала разностной частоты.....	23
1.6 Модель паразитной амплитудной модуляции	24
1.7 Модель сигнала разностной частоты при наличии мешающих отражений..	25
1.8 Погрешности измерения, обусловленные влиянием мешающего отражателя.....	25
1.9 Погрешности измерения при отношении сигнал-помеха меньше единицы.....	28
1.10 Заключение	30
ГЛАВА 2. ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ	31
2.1 Вводные замечания.....	31
2.2 Максимально правдоподобные оценки параметров сигнала разностной частоты	32
2.3 Оценка фазы сигнала разностной частоты	35
2.4 Оценка параметров гармонического колебания, представленного короткой выборкой.....	38

2.4.1 Дисперсия оценки относительной частоты при известных амплитуде и начальной фазе	39
2.4.2 Дисперсия оценки начальной фазы при известных амплитуде и частоте	42
2.4.3 Дисперсии совместных оценок относительной частоты и начальной фазы	44
2.4.4 Дисперсии совместных оценок относительной частоты, начальной фазы и амплитуды	48
2.4.5 Коэффициенты корреляции между оценками параметров радиосигнала, представленного короткой выборкой.....	52
2.5 Оценка параметров сигнала разностной частоты, представленного короткой выборкой	56
2.5.1 Дисперсия оценки расстояния при известных амплитуде и фазе.....	56
2.5.2 Дисперсия оценки фазовой характеристики при известных расстоянии и амплитуде	57
2.5.3 Дисперсия совместной оценки расстояния и фазы сигнала разностной частоты	58
2.5.4 Дисперсия совместных оценок расстояния, фазы и амплитуды.....	59
2.6 Заключение	60
ГЛАВА 3. ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ.....	62
3.1 Вводные замечания.....	62
3.2 Алгоритм оценки частоты сигнала на выходе смесителя дальномера при варьировании его несущей частоты при наличии мешающих отражений	64

3.3 Алгоритм оценки частоты сигнала на выходе смесителя дальномера при варьировании начальной фазы при наличии мешающих отражений	75
3.4 Выбор весовых функций	88
3.5 Алгоритм оценки фазы сигнала разностной частоты при наличии мешающих отражений	91
3.6 Оценка расстояния до полезного отражателя при отношении сигнал-помеха меньше единицы	93
3.6.1 Следящий измеритель расстояния	93
3.6.2 Оценка параметров сигнала разностной частоты, отраженного от помехи.....	95
3.6.3 Измерение расстояния при отношении сигнал-помеха меньше единицы с помощью комбинации компенсации помехи и следящего измерителя.....	97
3.7 Формирование опорного сигнала при оценке частоты методом максимального правдоподобия	100
3.8 Заключение	104
ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ.....	106
4.1 Вводные замечания.....	106
4.2 Краткое описание измерительного стенда.....	107
4.3 Результаты тестирования алгоритма оценки фазовой характеристики дальномера	108
4.4 Результаты тестирования алгоритма оценки разностной частоты при отношении сигнал-помеха меньше единицы.....	111

4.4.1 Измерение расстояния при использовании максимальной спектральной составляющей сигнала разностной частоты	113
4.4.2 Использование для измерения расстояния комбинации следящего измерителя и компенсации помехи	115
4.4.3 Сравнение полученных результатов с результатами при использовании методов параметрического спектрального анализа.....	118
4.5 Результаты тестирования алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы	119
4.5.1 Полезный отражатель расположен на большом расстоянии от ЧМ дальномера	119
4.5.2 Полезный отражатель расположен на малом расстоянии от ЧМ дальномера	123
4.6 Заключение	126
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	127
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	129
ПРИЛОЖЕНИЕ	141
П1. Акт внедрения.....	141
П2. Дипломы за лучший доклад	142

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Важной частью систем контроля за функционированием производственных процессов являются радиотехнические устройства прецизионного измерения малых расстояний, от долей метра до нескольких десятков метров [1-11]. В качестве примера можно привести измерение уровня заполнения технологических емкостей, систем точного позиционирования технологического оборудования, измерение малых перемещений и вибраций деталей машин и механизмов [1-4, 6, 11]. На практике для решения перечисленных задач очень часто используются радиодальномеры с частотной модуляцией излучаемого сигнала (ЧМ дальномеры). Частота узкополосного сигнала разностной частоты (СРЧ) на выходе смесителя таких дальномеров однозначно связана с расстоянием до отражающей поверхности. Поэтому погрешности оценки расстояния в значительной мере определяются погрешностями оценки частоты СРЧ.

Известны различные методы и алгоритмы, позволяющие измерять частоту СРЧ, принимаемого на фоне стационарного шума, в пересчете на расстояние с точностью до долей мм [12-16]. Однако на практике измерение частоты радиосигнала часто производится при наличии мешающих факторов, к которым можно отнести мешающие отражения (МО), паразитную амплитудную модуляцию (ПАМ), значительное изменение параметров окружающей среды (температуры, влажности, давления) и др. [17]. Наличие каждого из перечисленного фактора приводит к дополнительной погрешности измерения частоты. Основной вклад в погрешность оценки частоты СРЧ вносят помехи в виде МО [16-25]. Причина их появления – различного рода отражатели на пути распространения электромагнитных волн. Например, при измерении расстояния до уровня содержимого в резервуаре МО возникают из-за отражений от конструктивных элементов резервуара, от его боковых стенок, от дна и различного рода многократных переотражений. Погрешность оценки частоты радиосигнала в зависимости от отношения сигнал-помеха может достигать величины (в пересчете

на расстояние до десятков см, в зависимости от диапазона перестройки несущего колебания), неприемлемой для практических приложений.

При решении задачи оценки частоты СРЧ для уменьшения влияния МО предложены и исследованы различные методы и алгоритмы [18-33], однако полностью устранить влияние МО, как правило, не удастся. К наиболее удачным следует отнести использование методов параметрического спектрального анализа [19, 22, 24, 31] и следящих алгоритмов [32, 33]. Необходимо отметить, что каждый из этих алгоритмов имеет свои достоинства и недостатки. Например, к существенным недостаткам алгоритмов на основе методов параметрического спектрального анализа следует отнести неустойчивость спектральных оценок, появление ложных спектральных пиков, большую чувствительность к ПАМ и нелинейным искажениям СРЧ, значительные вычислительные затраты. Использование следящих алгоритмов, основанных на особенностях логарифма функции отношения правдоподобия (ЛФOPP) СРЧ, сталкивается с ограничениями – величина перемещения полезного отражателя должна быть не больше четверти длины волны несущего колебания при двух последовательных измерениях, а отношение сигнал-помеха должно быть не менее 2 дБ [16], что далеко не всегда выполняется на практике. Поэтому разработка алгоритмов оценки частоты, позволяющих уменьшить погрешность оценки частоты СРЧ при наличии МО, имеет практическое значение.

Степень проработанности темы исследования. Синтез алгоритмов оценки частоты СРЧ основывается на общетеоретических положениях оценки параметров радиосигнала, сформулированных в работах В.И. Тихонова [34-36], Ю.Г. Сосулина [7], Е. И. Куликова [37], А.П. Трифонова [37], А.И. Перова [38, 39] и других авторов [40-44].

Необходимо отметить, что большой вклад в развитие теории применения ЧМ дальномера в радиотехнических системах различного назначения внесли работы О.И. Шелухина [4], А.С. Винницкого [1], Б.А. Атаянца [15-17, 26-30, 45], Б.В. Кагаленко [46, 47], В.П. Мещерякова [46, 48], И.В. Комарова [3], С.М. Смольского [3, 15, 16], В.М. Давыдовкина [12, 49], В.В. Езерского [13-17,

45], В.С. Паршина [16-22, 25, 45]. Среди зарубежных авторов следует отметить работы Brumbi D. [11, 50, 51], Edvardson K. O. [52], Stuchly S. S. [53, 54], Stolle R. [55, 56] и др. [57-65]. Среди последних работ, посвященных разработке и анализу алгоритмов оценки параметров СРЧ при различного рода помехах, следует отметить монографию Б. А. Атаянца, В. М. Давыдовкина, В. В. Езерского, В.С. Паршина и С.М. Смольского [16] и учебные пособия [45, 66].

Несмотря на глубокую проработанность изложенных в упомянутых работах различных методов и алгоритмов оценки частоты СРЧ, принимаемого на фоне МО, недостаточно исследованы методы оценки фазовой характеристики ЧМ дальногомера при наличии МО, оценки частоты СРЧ при отношении сигнал-помеха меньше единицы, оценки параметров радиосигнала, представленного короткой выборкой.

Целью исследования является разработка алгоритмов, позволяющих уменьшить влияние МО на результат оценки частоты СРЧ, что обеспечивает расширение области применения ЧМ дальномеров.

Для достижения поставленных целей необходимо решить следующие основные задачи.

1. Анализ алгоритмов оценки частоты СРЧ и фазовой характеристики ЧМ дальногомера при воздействии помех в виде белого нормального шума и МО.
2. Разработка алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальногомера, позволяющего уменьшить погрешность оценки из-за влияния МО.
3. Разработка алгоритмов оценки частоты при наличии МО, в том числе алгоритма на основе ЛФОП СРЧ, позволяющего производить оценку при отношении сигнал-помеха меньше единицы.
4. Проверка разработанных алгоритмов на серийных образцах ЧМ дальномеров, функционирующих при наличии МО различной интенсивности.

Методы исследования. В диссертационной работе при проведении исследований используются положения статистической радиотехники, теории статистических решений, теории оптимальных методов приема радиосигналов. Анализ полученных теоретических результатов проводился с использованием

методов статистического моделирования и обработки экспериментальных данных, полученных при использовании серийно выпускаемых образцов ЧМ дальномеров.

Научная новизна

1. Получены математические соотношения, позволяющие определить смещения, дисперсии, коэффициенты корреляции отдельных и совместных оценок частоты, фазы и амплитуды радиосигналов, представленных короткой выборкой, на фоне белого нормального шума. Установлена связь между оценками параметров сигнала разностной частоты и значениями несущей частоты, диапазоном перестройки и временем модуляции при измерении малых расстояний.

2. Предложена процедура оценки фазовой характеристики ЧМ дальмера, позволяющая существенно уменьшить влияние мешающего отражения на результаты измерения.

3. Предложены алгоритмы оценки разностной частоты сигнала, в том числе алгоритм на основе логарифма функции отношения правдоподобия и компенсации помехи, позволяющий производить измерение при отношении сигнал-помеха меньше единицы.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Алгоритм оценки фазовой характеристики дальмера с частотной модуляцией зондирующего сигнала, позволяющий уменьшить погрешность оценки из-за влияния мешающего отражения в 2-3 раза и обеспечивающий дисперсию оценки, определяемую нижней границей Рао-Крамера.

2. Алгоритм оценки разностной частоты сигнала, основанный на варьировании его начальной фазы, позволяющий повысить точность измерения в 2-3 раза и основанный на минимизации взаимной энергии полезного сигнала и помехи.

3. Алгоритм оценки разностной частоты, основанный на комбинации логарифма функции отношения правдоподобия и компенсации помехи, предусматривающий оценки ее местоположения, амплитуды и фазы при каждом измерении, позволяющий уменьшить зону повышенной погрешности в 2-3 раза при измерениях с отношением сигнал-помеха меньше единицы.

Достоверность полученных результатов обуславливается применением в процессе исследований адекватных математических моделей, корректным использованием математического аппарата, подтверждением полученных теоретических результатов имитационным моделированием и сравнением полученных данных с результатами других авторов, а также с результатами экспериментальных исследований.

Практическая значимость и внедрение результатов работы

Реализация полученных результатов позволяет повысить точность измерения расстояния ЧМ дальномером в сложной помеховой обстановке, обусловленной наличием МО.

Результаты диссертационной работы внедрены на ООО предприятие «КОНТАКТ-1» в городе Рязани.

Личное участие автора. Автору принадлежат на правах соавтора постановка задач, способы и алгоритмы их решения, отраженные в главах диссертации, а также компьютерное моделирование работы алгоритмов. Степень авторства подтверждается соответствующим заключением кафедры РУС РГРТУ.

Апробация работы. Основные результаты и положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на 9 Международных и 5 всероссийских научно-технических конференциях:

5-й, 6-й, 7-й, Международные научно-технические форумы «Современные технологии в науке и образовании» (Рязань, 2022, 2023 и 2024 гг.);

24-я, 25-я, 26-я и 27-я Международные конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (Москва, 2022, 2023, 2024 и 2025 гг.);

127-я, 128-я, 129-я Всероссийские научно-технические конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании» (Рязань, 2022, 2023 и 2024 гг.);

8-я, 9-я Всероссийские научно-технические конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 2023 и 2024 гг.);

8-я Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических инфокоммуникационных систем» (Москва, 2024 г.).

Публикации. По материалам диссертационной работы опубликовано 16 работ, из них 3 статьи в рецензируемых журналах, входящих в перечень ВАК, 13 текстов докладов на Международных и всероссийских конференциях.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, приложений и списка литературы. Материалы диссертации изложены на 146 страницах, содержат 72 рисунка, 2 приложения и список использованной литературы из 102 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении обоснована актуальность темы исследования, определена степень проработанности, сформулированы цель и задачи исследования, научные положения, выносимые на защиту, научная новизна, практическая значимость полученных результатов, а также отмечен личный вклад автора, приведены данные об апробации работы, сведения о публикациях, структуре и объёме работы.

В первой главе рассмотрен принцип работы ЧМ дальномера, представлена модель СРЧ, приведены основные расчетные соотношения, позволяющие связать частоту СРЧ, расстояние до отражающей поверхности и время задержки излучаемого сигнала. Проведен анализ алгоритмов оценки частоты СРЧ, основанных на поиске максимальной спектральной составляющей, средневзвешенной оценки и использовании поправочных коэффициентов при воздействии белого нормального шума и МО. Проведен анализ алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера при воздействии МО.

Во второй главе проведены разработка и исследование алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера, основанного на ЛФОП. Получены математические соотношения, позволяющие определить смещения, дисперсии и коэффициенты корреляции отдельных и совместных оценок параметров радиосигнала, представленного короткой выборкой, принимаемого на фоне

белого шума. Установлена связь между оценками параметров СРЧ и значениями несущей частоты, диапазоном перестройки и временем модуляции при измерении малых расстояний.

В третьей главе проведено исследование алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера при наличии МО, основанного на ЛФОП СРЧ. Разработан следящий алгоритм оценки частоты СРЧ, позволяющий использовать его при отношении сигнал-помеха меньше единицы, предусматривающий оценку параметров МО при каждом измерении с последующим формированием компенсирующего сигнала. Предложен алгоритм оценки частоты СРЧ, основанный на варьировании начальной фазы сигнала.

В четвертой главе приведены результаты проверки разработанных алгоритмов оценки частоты СРЧ и фазовой характеристики ЧМ дальномера на серийных образцах дальномеров БАРС 351, 352, выпускаемых в городе Рязани на ООО предприятие «КОНТАКТ-1». Сигналы, используемые для проверки алгоритмов, получены на сертифицированном измерительном стенде. Приведено краткое описание измерительного стенда.

В заключении изложены основные результаты диссертационной работы, полученные как в результате моделирования, так и экспериментальных исследований.

В приложении приведены акт внедрения, почетные грамоты за лучшие доклады на пяти конференциях.

Благодарности. Соискатель выражает искреннюю благодарность своему научному руководителю д.т.н., профессору кафедры РУС РГРТУ Паршину В.С. за выбор направления исследований, ценные советы, обсуждения материалов работы, содействие в процессе обучения и написании диссертационной работы.

Автор выражает благодарность к.т.н., доценту, генеральному директору ООО предприятия «КОНТАКТ-1» Б.А. Атаянцу за предоставленную возможность проверки разработанных алгоритмов на экспериментальной базе предприятия.

Автор признателен коллективу кафедры РУС РГРТУ, заведующему кафедрой д.т.н., доценту Дмитриеву Владимиру Тимуровичу за внимательное и доброжелательное обсуждение результатов работы на научных семинарах кафедры.

ГЛАВА 1. МОДЕЛЬ СИГНАЛА. АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

1.1 Вводные замечания

Во втором параграфе главы изображена структурная схема простейшего ЧМ дальномера и кратко изложен его принцип действия. Приведена модель СРЧ на выходе смесителя дальномера, которая будет использоваться во всех дальнейших расчетах и при проведении компьютерного моделирования. Даны основные расчетные соотношения, связывающие разностную частоту, расстояние до отражающей поверхности и время задержки между отраженным и излученным сигналами.

Разработано много алгоритмов, позволяющих производить оценку радиосигнала при использовании его спектральной плотности в базисе Фурье [40, 41, 67-69]. В работе [24] проведен анализ алгоритмов оценки разностной частоты, наиболее часто используемых на практике, при воздействии на результат измерения ПАМ, нелинейности модуляционной характеристики ЧМ дальномера, фазовых шумов, нестабильностей несущей частоты и диапазона ее перестройки. Показано, что в среднем наиболее устойчивым к перечисленным возмущениям является алгоритм, принимающий за оценку частоты ту частоту, на которой находится максимум спектральной плотности амплитуды СРЧ. При влиянии помехи в виде белого нормального шума такой алгоритм позволяет получить дисперсию оценки частоты, определяемую нижней границей Рао-Крамера.

В первой главе рассматриваются возможные варианты программной реализации этого алгоритма и особенности его практического применения, в том числе при использовании весовых функций.

Влияние помех существенно уменьшается при использовании когерентных методов обработки СРЧ [34, 35, 37, 38], основанных на ЛФОП. Для реализации таких методов необходимо знание фазовой характеристики ЧМ дальномера, зависящей как от свойств отражающей поверхности, так и от характеристик усилителя СРЧ.

В главе проведен анализ алгоритма оценки фазовой характеристики, предложенного в [16, 25] и определена причина повышенной погрешности ее оценки при наличии МО.

Приведена модель СРЧ при наличии МО, показаны графики погрешности измерения расстояния из-за их влияния как при отношении сигнал-помеха больше единицы, так и меньше.

1.2 Принцип работы дальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала

Кратко рассмотрим принцип измерения расстояния с использованием ЧМ дальномера. На рисунке 1.1 приведена классическая структурная схема ЧМ дальномера [1, 4, 16, 66], использующая для передачи и приема только одну антенну.

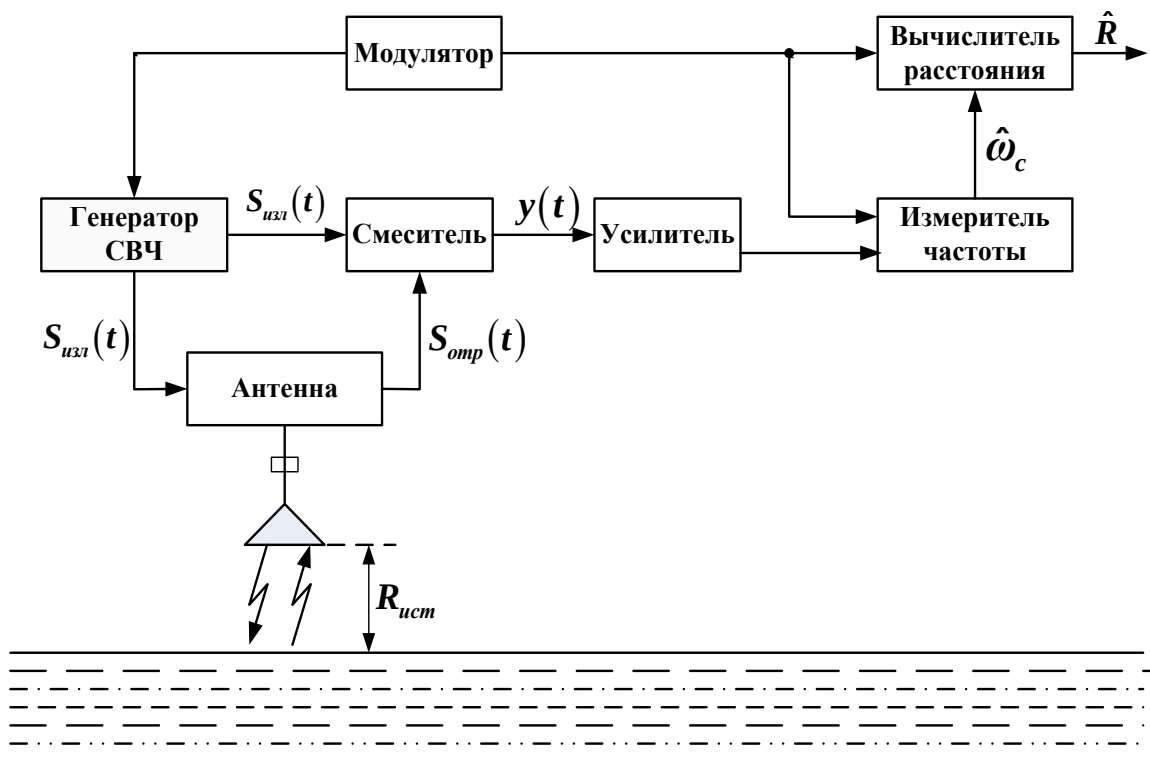


Рисунок 1.1 – Структурная схема ЧМ дальномера

Генератор СВЧ излучает непрерывный высокочастотный сигнал $S_{изл}(t)$ в направление полезной отражающей поверхности через направленный ответвитель и одновременно формирует зондирующий сигнал $S_{изл}(t)$ для смесителя приемного канала. Отражённый от объекта сигнал $S_{омп}(t)$ принимается антенной и поступает

в смеситель. В смесителе производится преобразование частоты зондирующего и отражённого сигналов, затем происходит фильтрация составляющей с удвоенной частотой. В результате на выходе смесителя формируется СРЧ $y(t)$, который усиливается и передаётся на измеритель частоты, в котором осуществляется оценка частоты $\hat{\omega}_c$ СРЧ. Полученное значение оценки частоты поступает на вычислитель расстояния до отражающей поверхности. Модулятор служит для обеспечения частотной модуляции зондирующего сигнала. Отметим, что основной операцией в таких ЧМ дальномерах является измерение частоты СРЧ. Однако конечной измеряемой величиной является значение расстояния $\hat{R}$. Поэтому необходимо определить связь между оценками расстояния и частоты СРЧ, то есть определить связь между величинами $\hat{R}$ и $\hat{\omega}_c$.

1.3 Основные расчетные соотношения

Рассмотрим [1, 16, 66] формирование СРЧ $y(t)$. В соответствии с рисунком 1.1 непрерывный гармонический сигнал $S_{изл}(t)$ модулируется по частоте и излучается в направлении до отражающей поверхности. Обычно для модуляции частоты используют некоторую периодическую функцию $\omega_{mod}(t)$ с периодом T_{mod} , например [16] пилообразную, симметричную треугольную, синусоидальную, и др. Частота излучаемого (зондирующего) сигнала изменяется от минимального значения ω_0 до максимального значения ω_1 по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_{mod}(t). \quad (1.1)$$

При этом излучаемый (зондирующий) сигнал $S_{изл}(t)$ можно представить в следующем виде:

$$S_{изл}(t) = S_{изл} \cos[\theta_{изл}(t)], \quad (1.2)$$

где $S_{изл}$ – амплитуда излучаемого (зондирующего) сигнала; $\theta_{изл}(t)$ – текущая фаза излучаемого (зондирующего) сигнала, величина которой определится так [1, 2]:

$$\theta_{изл}(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega(t) dt, \quad (1.3)$$

где θ_0 – начальная фаза излучаемого (зондирующего) сигнала.

Полагается, что частота излучаемого сигнала $\omega(t)$ изменяет по закону симметричной треугольной модуляции (сплошная линия в графике 1.2.а), то есть [16]

$$\omega_{mod}(t) = \begin{cases} 2\Delta\omega_d(t - mT_{mod})/T_{mod} & \text{при } (mT_{mod} \leq t \leq (2m+1)T_{mod}/2) \\ 2\Delta\omega_d[(m+1)T_{mod} - t]/T_{mod} & \text{при } ((2m+1)T_{mod}/2 \leq t \leq (m+1)T_{mod}), \end{cases} \quad (1.4)$$

где $m = 0, 1, 2, \dots$ – порядковый номер.

Поставив (1.1) и (1.4) в (1.3), вычисляя интеграл в (1.3), получим

$$\theta_{изл}(t) = \begin{cases} \theta_0 + \omega_0 t + \Delta\omega_d t(t - 2mT_{mod})/T_{mod} & \text{при } (mT_{mod} \leq t \leq (2m+1)T_{mod}/2) \\ \theta_0 + \omega_0 t + \Delta\omega_d t[2(m+1)T_{mod} - t]/T_{mod} & \text{при } ((2m+1)T_{mod}/2 \leq t \leq (m+1)T_{mod}). \end{cases} \quad (1.5)$$

Сигнал $S_{отр}(t)$, отраженный от отражающей поверхности, поступает на вход смесителя ЧМ дальномера с задержкой τ_z , можно представить в виде

$$S_{отр}(t) = S_{отр} \cos[\theta_{отр}(t)], \quad (1.6)$$

где $S_{отр}$ – амплитуда отраженного сигнала; $\theta_{отр}(t)$ – текущая фаза отраженного сигнала, величина которой определяется соотношением

$$\theta_{отр}(t) = \theta_{изл}(t - \tau_z) + \theta_{ко} + \theta_{но}, \quad (1.7)$$

где $\theta_{ко}$ – фаза комплексного коэффициента отражения от отражающей поверхности; $\theta_{но}$ – дополнительный сдвиг фазы, возникающий в схеме предварительной обработки.

СРЧ, снимаемый на выходе смесителя ЧМ дальномера, без учета высокочастотной составляющей можно представить в виде

$$y(t) = S_c \cos[\theta_{изл}(t) - \theta_{отр}(t)], \quad (1.8)$$

где S_c – амплитуда СРЧ.

Поставив (1.5) и (1.7) в (1.8), получим

$$y(t) = \begin{cases} S_c \cos[\omega_0 \tau_z + 2\Delta\omega_d(t/T_{mod} - m)\tau_z + \varphi_c] & \text{при } (mT_{mod} \leq t \leq (2m+1)T_{mod}/2) \\ S_c \cos[\omega_0 \tau_z - 2\Delta\omega_d(t/T_{mod} - m - 1)\tau_z + \varphi_c] & \text{при } ((2m+1)T_{mod}/2 \leq t \leq (m+1)T_{mod}), \end{cases} \quad (1.9)$$

где $\varphi_c = -\theta_{ко} - \theta_{но} - \Delta\omega_d \tau_z^2 / T_{mod}$, то есть значение фазы φ_c зависит от свойств отражающей поверхности и характеристик схемы предварительной обработки

СРЧ. Слагаемым $\Delta\omega_d \tau_3^2 / T_{\text{мод}}$ обычно пренебрегают из-за малости.

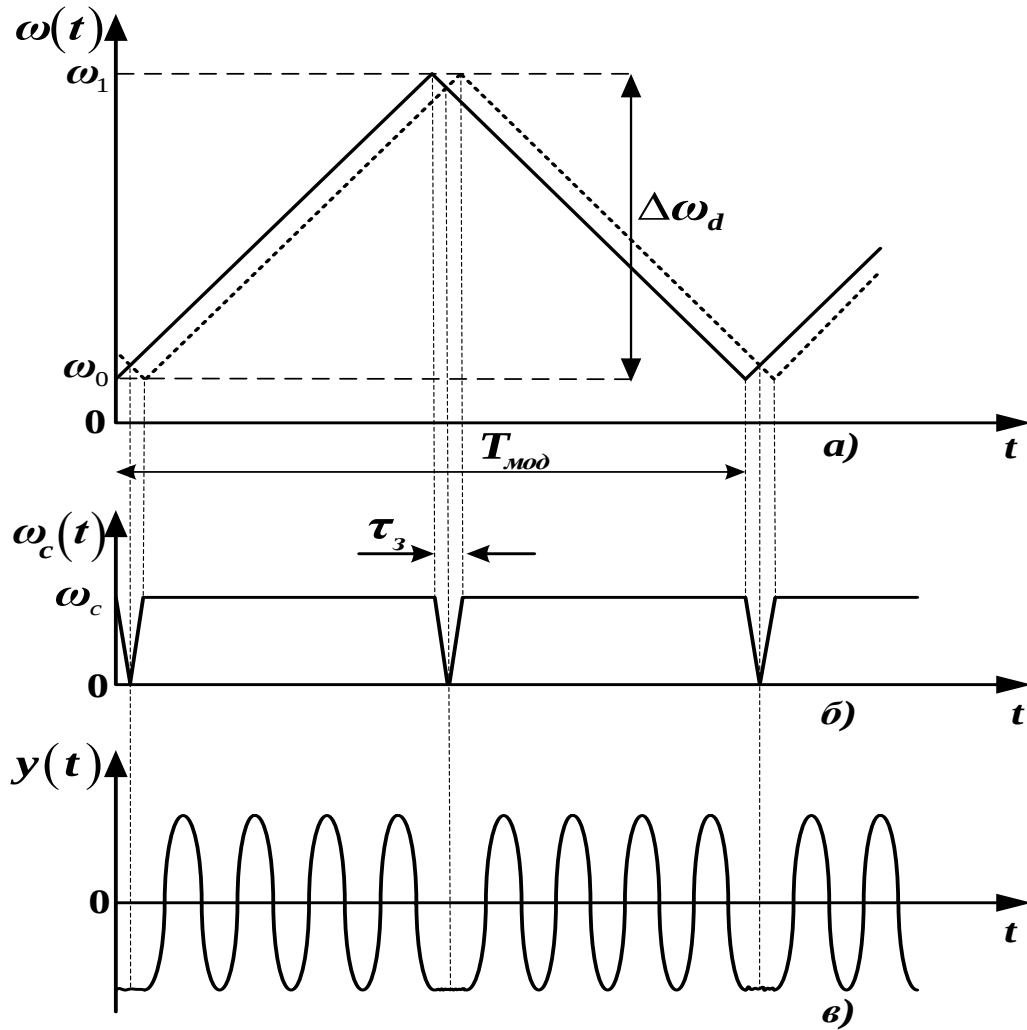


Рисунок 1.2 – Графики частоты излучаемого (сплошная линия) и отраженного (пунктирная линия) сигналов (а), разностной частоты (б) и СРЧ (в)

Как правило, для ЧМ дальномеров значение периода модуляции больше во много раз величины задержки, то есть $T_{\text{мод}} \gg \tau_3$. Поэтому для обработки СРЧ на полупериоде модуляции $(0, T_{\text{мод}}/2)$ СРЧ имеет вид

$$y(t) = S_c \cos[\omega_0 \tau_3 + 2\Delta\omega_d \tau_3 t / T_{\text{мод}} + \varphi_c]. \quad (1.10)$$

Из выражения (1.10) следует, что значение частоты СРЧ будет определяться по следующей формуле:

$$\omega_c = 2\Delta\omega_d \tau_3 / T_{\text{мод}}. \quad (1.11)$$

Известно, что расстояние R до отражающей поверхности определяется как $R = c\tau_z/2$, где c – скорость распространения электромагнитной волны. С учетом (1.11) величина оценки расстояния $\hat{R}$ и времени задержки $\hat{\tau}_z$ связана со значением частоты СРЧ соотношениями

$$\hat{R} = c\hat{\omega}_c T_{\text{mod}}/4\Delta\omega_d, \quad \hat{\tau}_z = \hat{\omega}_c T_{\text{mod}}/2\Delta\omega_d. \quad (1.12)$$

Из выражений (1.11) и (1.12) следует, что три параметра: расстояние R , частота ω_c и задержка τ_z линейно взаимосвязаны. При этом конечной измеряемой величиной является расстояние R . Однако для его расчета измеряется разностная частота ω_c . Поэтому ниже проведен анализ алгоритмов оценки частоты $\hat{\omega}_c$ и основных факторов, влияющих на точность ее оценки.

1.4 Алгоритмы оценки разностной частоты

В современных ЧМ дальномерах за оценку частоты $\hat{\omega}_c$ СРЧ часто принимается та частота, на которой спектральная плотность амплитуды СРЧ $S(\omega)$ достигает максимума, то есть [16, 34, 37]

$$S(\hat{\omega}_c) = \max_{\omega} \{S(\omega)\}. \quad (1.13)$$

Согласно [34, 37], алгоритм (1.13) является оценкой максимального правдоподобия при оценке частоты радиосигнала с неизвестной начальной фазой. При этом дисперсия оценки частоты $D_{\hat{\omega}_c}$ определяется известным соотношением [16, 34, 37]

$$D_{\hat{\omega}_c} = \frac{12N_0}{2E} \left(\frac{2}{T_{\text{mod}}} \right)^2, \quad (1.14)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности белого нормального шума; $E = S_c^2 T_{\text{mod}}/4$ – энергия СРЧ на интервале $(0, T_{\text{mod}}/2)$.

С учетом (1.12) дисперсию оценки расстояния $D_{\hat{R}}$ можно определить так [16]:

$$D_{\hat{R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{3c^2}{\Delta\omega_d^2}. \quad (1.15)$$

Из (1.15) следует, что дисперсию оценки расстояния можно уменьшить за счет увеличения диапазона перестройки несущей частоты, поскольку это приведет к росту числа периодов СРЧ на полупериоде модуляции.

Для реализации алгоритма (1.13) в работах [16, 25, 66] предложена двухэтапная процедура. На первом этапе с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) осуществляется грубая оценка частоты СРЧ, то есть определяется та частота, на которой находится максимум модуля дискретного преобразования Фурье (ДПФ), то есть [41, 67, 68]

$$S(n_{\text{мак}}) = \max_n \{S(n)\}, \quad (1.16)$$

где $S(n) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} y(k) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{K}\right) \right|$, $n = 0, 1, \dots, K-1$; $y(k)$ – дискретный СРЧ; K – общее количество отсчетов СРЧ.

Погрешность грубой оценки частоты определяется величиной $\delta_{\omega} = 1/T_{\text{мод}}$. Максимальное значение погрешности оценки расстояния при этом будет определяться величиной дискретной ошибки $\delta_R = c/4\Delta f_d$, где Δf_d – диапазон перестройки несущей частоты, выраженный в герцах. Например, при диапазоне перестройки частоты в 1 ГГц погрешность измерения составляет 7,5 см. Поэтому на втором этапе в окрестностях грубой оценки производится ее уточнение. Рассмотрим три возможных метода уточнения оценки частоты.

1. Поиск максимума модуля дискретно-временного преобразования Фурье (ДВПФ) [16, 41, 70] с помощью методов одномерной оптимизации [71].

Перепишем формулу (1.16) в виде

$$S(x_{\text{мак}}) = \max_{x \in X} \{S(x)\}, \quad (1.17)$$

где $S(x) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} y(k) \exp(-j2\pi xk) \right|$; $x = n/(K + K_0)$; $n = 0, 1, \dots, K + K_0 - 1$; $0 \leq x < 1$;

K_0 – число добавляемых нулевых отсчетов в исходный сигнал.

Плавнo изменяя частоту x , возможно использовать какой-либо численный метод поиска максимума, например, комбинацию известных методов золотого

сечения и параболической аппроксимации функции $S(x)$ в области ее экстремума.

Значение оценки частоты СРЧ определяется как $\hat{n}_{\text{мак}} = x_{\text{мак}} K$.

2. Использование поправочных коэффициентов.

В этом методе за оценку частоты СРЧ принимается величина [16, 72]

$$\hat{\omega}_{\text{мак}} = (n_{\text{мак}} - 1 + p) \frac{\Delta\omega}{K + K_0}, \quad (1.18)$$

где $\Delta\omega$ – интервал частоты между рассчитанными спектральными составляющими; p – поправочные коэффициенты, величина которых определяется соотношением [16]

$$p = \frac{z_{a,m}(n_{\text{мак}} - 1) - z_{a,m}(n_{\text{мак}} + 1)}{z_{a,m}(n_{\text{мак}} - 1) + z_{a,m}(n_{\text{мак}} + 1)} \Psi_{a,m}, \quad (1.19)$$

где значения $z_{a,m}(n_{\text{мак}} - 1)$ и $z_{a,m}(n_{\text{мак}} + 1)$ соответствуют интенсивности модуля ДВПФ $S(n)$ или ее квадрата «слева» и «справа» от максимальной $n_{\text{мак}}$; $\Psi_{a,m}$ – множитель, зависящий от числа добавляемых нулевых отсчетов K_0 и вида используемой спектральной плотности (спектральной плотности амплитуды или мощности).

3. Использование средневзвешенной оценки

Средневзвешенную оценку частоты можно определить в виде [16, 73]

$$n_R = \frac{\sum_{i=n_n}^{n_e} i \left| \sum_{k=1}^K y(k) \exp\{-j2\pi ki/K\} \right|^2}{\sum_{i=n_n}^{n_e} \left| \sum_{k=1}^K y(k) \exp\{-j2\pi ki/K\} \right|^2}, \quad (1.20)$$

где n_n , n_e – соответственно нижняя и верхняя границы номеров обрабатываемых спектральных составляющей, причем $n_n \leq n_{\text{мак}} \leq n_e$. Значения n_n и n_e выбираются по каким-либо критериям минимизации погрешности измерения частоты и должны охватывать основной лепесток спектра.

Особенностью измерения частоты в спектральной области является влияние на результат измерения своеобразной помехи – основного и боковых лепестков спектральной плотности, вычисленной на отрицательных частотах. Для

уменьшения влияния такой помехи СРЧ умножается на весовую функцию [70] (ВФ) $w(t)$, то есть

$$z(t) = y(t)w(t). \quad (1.21)$$

В работе, если это не оговорено особо, используется одна из лучших ВФ – ВФ Блэкмана, обеспечивающая подавление боковых лепестков на -58 дБ [70].

На рисунке 1.3 [16, 24, 25] показаны зависимости среднеквадратических ошибок измерения расстояния от отношения сигнал-шум при использовании упомянутых методов реализации алгоритма (1.13). В работе под отношением сигнал-шум понимается отношение энергии СРЧ на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$ к спектральной плотности мощности нормального белого шума.

Графики получены при следующих условиях. Несущая частота равна 10 ГГц. Диапазон перестройки несущей частоты 1 ГГц. Графики 1 и 3 соответствуют использованию метода, основанного на поиске максимальной спектральной составляющей. График 3 получен при использовании ВФ Блэкмана. График 2 соответствует использованию поправочных коэффициентов. Графики 4 и 5 соответствуют использованию средневзвешенной оценки с применением ВФ Блэкмана (график 5) и без ее применения (график 4).

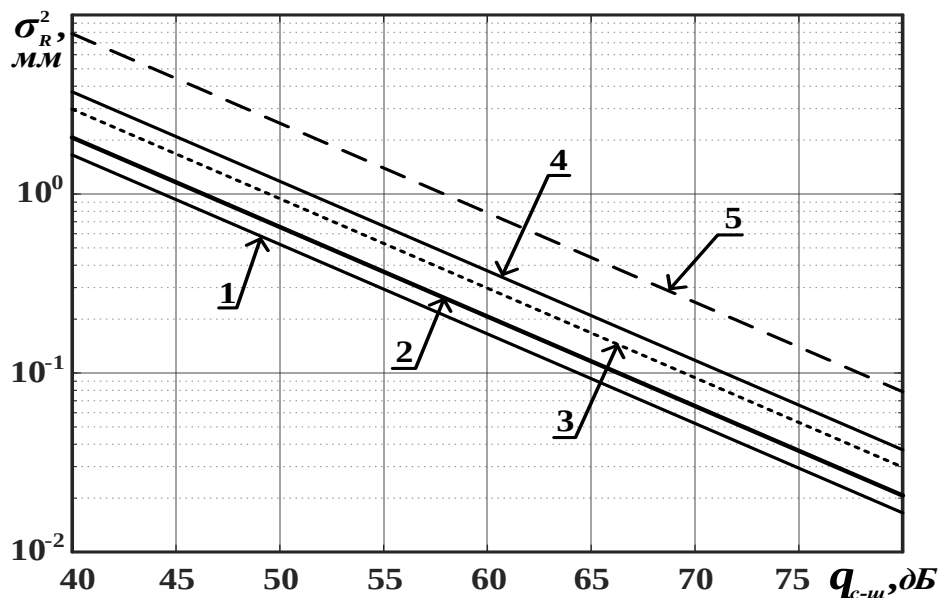


Рисунок 1.3 – Зависимость среднеквадратической ошибки оценки расстояния от отношения сигнал-шум

Из рисунка 1.3 следует [16, 24, 25], что среднеквадратическая ошибка оценки расстояния при использовании алгоритма (1.17) совпадает с нижней границей Рао-Крамера. Близкие результаты показывает алгоритм (1.18), однако он очень чувствителен к ПАМ. Поэтому в дальнейшем для оценки частоты СРЧ используется только алгоритм (1.17).

На рисунке 1.4 показаны мгновенные погрешности оценки расстояния, величина которых определялась так:

$$\Delta R = \hat{R} - R_{ист}, \quad (1.22)$$

где $R_{ист}$ – истинное расстояние,

при использовании алгоритма (1.13).

Графики получены с помощью моделирования. Условия проведения моделирования: несущая частота равна 10 ГГц, диапазон перестройки несущей частоты составляет 1 ГГц. Отношение сигнал-шум равно $q_{с-ш} = 70$ дБ. График 1.4б получен при использовании ВФ Блэкмана.

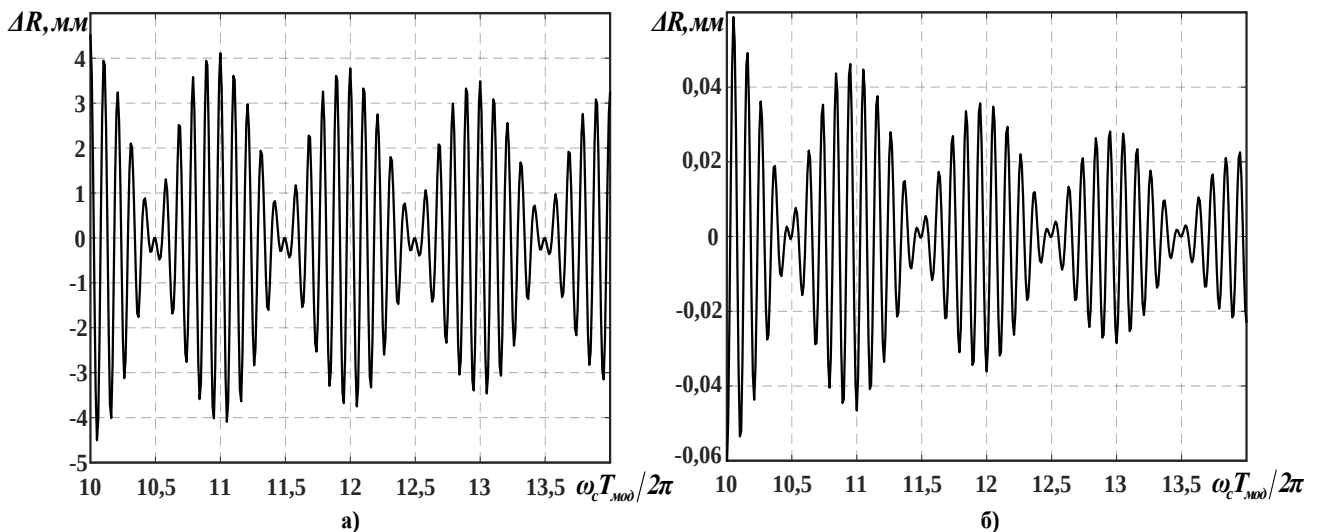


Рисунок 1.4 – Зависимости погрешности оценки расстояния
от относительной частоты

Погрешность измерения частоты возникает из-за влияния боковых лепестков спектра СРЧ, вычисленного на отрицательных частотах. Из рисунка 1.4 следует, что использование ВФ Блэкмана позволяет существенно уменьшить погрешность примерно на два порядка. Однако необходимо учитывать, что использование ВФ

приводит к увеличению влияния шума, и, как следствие, к увеличению дисперсии оценки расстояния.

1.5 Алгоритм оценки фазы сигнала разностной частоты

Из формулы (1.10) следует, что информация о расстоянии содержится как в частоте СРЧ, так и его фазе. Поэтому для повышения достоверности результата измерения расстояния необходимо определить фазу $\hat{\varphi}_c$ СРЧ.

В работах [16, 25] предложена процедура оценки фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ дальномера, основанная на вычислении оценки начальной фазы $\hat{\varphi}_n$ и оценки фазовой добавки $\omega_0 \hat{t}_z$, то есть

$$\hat{\varphi}_c = \hat{\varphi}_n - \omega_0 \hat{t}_z. \quad (1.23)$$

Из (1.23) видно, что погрешность оценки фазы определяется суммой погрешностей определения начальной фазы и времени задержки. Из (1.23) следует, что снизить погрешность можно путем уменьшения погрешности измерения величины задержки.

Оценку максимального правдоподобия начальной фазы $\hat{\varphi}_n$ СРЧ, используя спектральную плотность $S(j\omega)$ СРЧ, можно определить так [16, 38]:

$$\hat{\varphi}_n = -\arctg \{ \text{Im} S(j\hat{\omega}_c) / \text{Re} S(j\hat{\omega}_c) \}, \quad (1.24)$$

где $\hat{\omega}_c$ – оценка частоты СРЧ, определяемая с помощью алгоритма (1.13); $\text{Im} S(j\hat{\omega}_c)$, $\text{Re} S(j\hat{\omega}_c)$ – соответственно мнимая и реальная части спектральной плотности СРЧ.

Очевидно, что для определения фазовой добавки сначала необходимо вычислить задержку $\hat{t}_z$, величина которой определится в соответствии с (1.12).

Дисперсия оценки фазы $\hat{\varphi}_c$, которая получена с помощью алгоритма, основанного на выражении (1.23), определяется следующим соотношением [16, 25]

$$D(\hat{\varphi}_c) \geq \frac{N_0}{2E} \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}. \quad (1.25)$$

Необходимо отметить, что при использовании алгоритма (1.23), даже при отсутствии МО возникают выбросы в оценке фазы, величина которых кратна 360° .

Причина таких выбросов очень подробно проанализирована в [16, 25] и там же предложены алгоритмы, основанные на логических операциях для их устранения.

В [16, 25] подробно описана методическая погрешность оценки фазы $\hat{\varphi}_c$, обусловленная влиянием спектральных плотностей, вычисленных на отрицательных частотах. Такую погрешность можно существенно уменьшить за счет использования ВФ.

1.6 Модель паразитной амплитудной модуляции

Для анализа влияния ПАМ в данной работе используется СРЧ, представленный в виде [16]

$$y'(t) = f(t) S_c \cos[\omega_0 \tau_z + 2\Delta\omega_d \tau_z t / T_{\text{мод}} + \varphi_c], \quad (1.26)$$

где $f(t)$ - функция, описывающая ПАМ.

Принято, что функция $f(t)$ имеет следующий вид

$$f(t) = S_p \cos(\Omega t), \quad (1.27)$$

где S_p - амплитуда ПАМ; Ω - угловая частота ПАМ; $0 \leq \Omega \leq \Omega_{\text{мак}}$; $\Omega_{\text{мак}} = \pi / T_{\text{мод}}$.

Такой вид ПАМ [16, 17] очень широко распространен в ЧМ дальномеров. Меняя величину Ω , можно менять глубину μ ПАМ, которую определим как

$$\mu = \frac{S_{\text{срч макс}} - S_{\text{срч мин}}}{S_{\text{срч макс}}}, \quad (1.28)$$

где $S_{\text{срч макс}}$, $S_{\text{срч мин}}$ - соответствуют максимальному и минимальному значению амплитуды огибающей СРЧ с учетом ПАМ.

Из (1.28) очевидно, что значение параметра μ меняется в пределах $[0, 1]$. При $\Omega = 0$ будет $S_{\text{срч макс}} = S_{\text{срч мин}}$, то есть $\mu = 0$. В этом случае СРЧ не модулирован по амплитуде, а огибающая СРЧ имеет прямоугольную форму. При $\Omega = \Omega_{\text{мак}}$ огибающая СРЧ близка к треугольной.

Необходимо отметить, что представленные выше результаты оценки частоты и фазы СРЧ получены при отсутствии МО. Однако на практике при работе ЧМ дальномеров на пути распространения электромагнитной волны часто встречаются

МО. Поэтому необходимо провести анализ эффективности выше упомянутых алгоритмов оценки частоты и фазы СРЧ при наличии МО.

1.7 Модель сигнала разностной частоты при наличии мешающих отражений

В случае, когда на пути распространения электромагнитной волны имеются МО, отраженный сигнал $S'_{omp}(t)$ представляется суммой сигналов, отраженных от полезного отражателя и МО

$$S'_{omp}(t) = S_{omp} \cos[\theta_{изл}(t - \tau_z) + \theta_{ко} + \theta_{но}] + \sum_{l=1}^L S_{omp\,nl} \cos[\theta_{изл}(t - \tau_{nl}) + \theta'_{ко} + \theta_{но}], \quad (1.29)$$

где $S_{omp\,n}$ – амплитуда сигнала, отраженного от МО; τ_n – время задержки сигнала, отраженного от МО; $\theta'_{ко}$ – фаза комплексного коэффициента отражения от МО; l – порядковый номер МО; L – общее число МО.

В этом случае СРЧ можно представить в виде

$$y'(t) = S_c \cos[\theta_{изл}(t) - \theta_{изл}(t - \tau_z) - \theta_{ко} - \theta_{но}] + \sum_{l=1}^L S_{nl} \cos[\theta_{изл}(t) - \theta_{изл}(t - \tau_{nl}) - \theta'_{ко} - \theta_{но}], \quad (1.30)$$

где S_n – амплитуда СРЧ, соответствующего отражению от МО.

Если частота излучаемого сигнала изменяется по закону симметричной треугольной модуляции, то как описано в пункте 1.2, СРЧ $y'(t)$ на интервале $(0, T_{mod}/2)$ можно представить в виде

$$y'(t) = S_c \cos[\omega_0 \tau_z + 2\Delta\omega_d \tau_z t / T_{mod} + \varphi_c] + \sum_{l=1}^L S_{nl} \cos[\omega_0 \tau_{nl} + 2\Delta\omega_d \tau_{nl} t / T_{mod} + \varphi_{nl}], \quad (1.31)$$

где $\varphi_n = -\theta'_{ко} - \theta_{но}$ – фаза СРЧ, обусловленная фазовой характеристикой ЧМ дальногомера и диэлектрическими свойствами МО.

Из выражения (1.31) следует, что полезный сигнал и сигналы, отраженные от МО, по своей структуре идентичны, и отличаются только амплитудой, частотой и фазой, которые в общем случае являются неизвестными величинами.

1.8 Погрешности измерения, обусловленные влиянием мешающего отражателя

Рассмотрим влияние одного МО на погрешность оценки расстояния при использовании алгоритма (1.13). На рисунке 1.5 показаны мгновенные погрешности измерения расстояния ΔR в зависимости от расстояния Δr между полезным отражателем и МО, величина которых рассчитана по (1.22).

Графики получены с помощью моделирования при следующих условиях. Несущая частота передатчика равна 10 ГГц, диапазон перестройки несущей частоты составляет 1 ГГц. Для уменьшения влияния боковых лепестков МО использована ВФ Блэкмана. График 1 получен при $q_{c-n} = 2$ дБ. График 2 – при $q_{c-n} = 6$ дБ.

Использование ВФ при наличии МО обязательно, особенно при малых отношениях сигнал-помеха. Без их использования могут возникать выбросы в графиках погрешности измерения расстояния, обусловленные взаимным влиянием боковых и основных лепестков спектров помехи и полезного сигнала. Необходимо отметить и следующее. Все алгоритмы оценки разностной частоты при наличии МО отражений показывают практически одинаковые результаты. Другими словами, графики, приведенные на рисунке 1.5, справедливы для всех алгоритмов оценки разностной частоты, как рассмотренных выше, так и всех других.

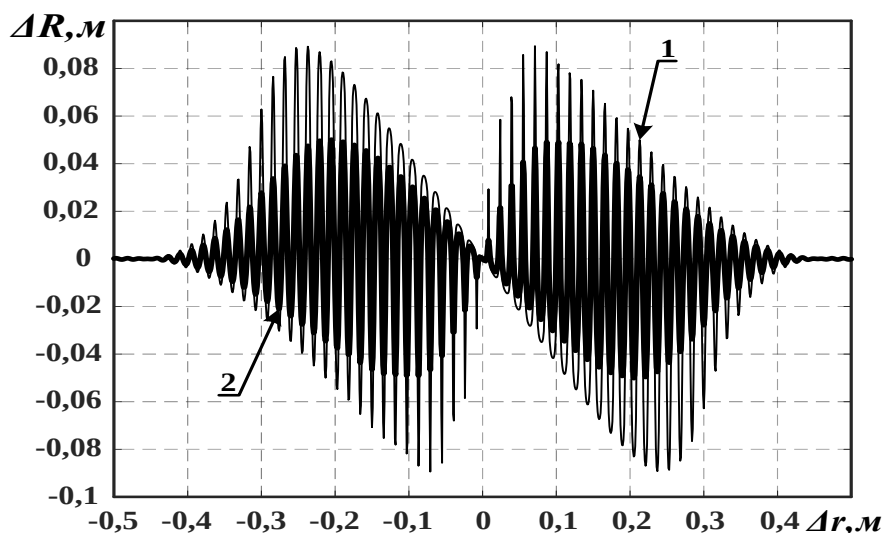


Рисунок 1.5 – Мгновенные погрешности измерения расстояния

Из рисунка 1.5 следует, что наличие МО при использовании алгоритма (1.13) приводит к значительному увеличению погрешности. Видно, что имеются две

зоны повышенной погрешности, расположенной симметрично относительно МО. Ширина зоны повышенной погрешности зависит и от ширины основного лепестка используемой ВФ, и от диапазона перестройки несущей частоты. Кроме того, видно, что погрешность измерения расстояния имеет колебательный характер, периодически переходит через точку с нулевой ошибкой. Появление колебательного характера объясняется наличием фазовой добавки $\omega_0 \tau_3$.

Под воздействием МО максимальное значение погрешности измерения расстояния можно определить [16] приближенной формулой так:

$$\Delta R_{\text{макс}} = 2\pi Z 10^{11} / \sqrt{q_{c-n}} \Delta \omega_d, \quad (1.32)$$

где Z – константа, имеющая размерность [мм/Гц]; q_{c-n} – отношение сигнал-помеха, выраженное в раз.

Из выражения (1.32) видно, что максимальная погрешность оценки расстояния при использовании алгоритма (1.13), обратно пропорциональна соотношению сигнал-помеха, а также величине диапазона перестройки частоты передатчика. Увеличение значения $\Delta \omega_d$ приводит к снижению ошибок результата измерения, так как это приведет к увеличению числа периодов СРЧ на интервале времени $(0, T_{\text{мод}}/2)$, что позволяет более точно измерять частоту СРЧ. Однако уменьшение погрешности измерения расстояния путем увеличения диапазона перестройки частоты несущего колебания ограничено техническими возможностями.

Наличие ошибки оценки частоты $\hat{\omega}_c$ СРЧ из-за влияния МО приводит к возникновению ошибки оценки ФХ в соответствии с формулами (1.23). На рисунке 1.6 показаны мгновенные погрешности оценки ФХ в зависимости от Δr , величина которых определяется соотношением

$$\Delta \Phi = \hat{\varphi}_c - \varphi_{c0}, \quad (1.33)$$

где φ_{c0} – истинная фазовая характеристика дальномера.

Условия проведения моделирования те же самые, что и при получении графиков, приведенных на рисунке 1.5. Графики 1 и 2 соответствуют погрешности оценки ФХ при $q_{c-n} = 24$ дБ и $q_{c-n} = 30$ дБ. Из рисунка 1.6 видно, что при наличии

МО малой интенсивности погрешность оценки ФХ, определяемая в соответствии с (1.23), уже достаточно велика. Например, при $q_{c-n} = 24$ дБ максимальная погрешность оценки в перерасчете на расстояние в соответствии с формулой (1.32) примерно равна 4,1 мм. При этом максимальная погрешность оценки ФХ дальномера, по рисунку 1.6, составляет примерно 130 градусов.

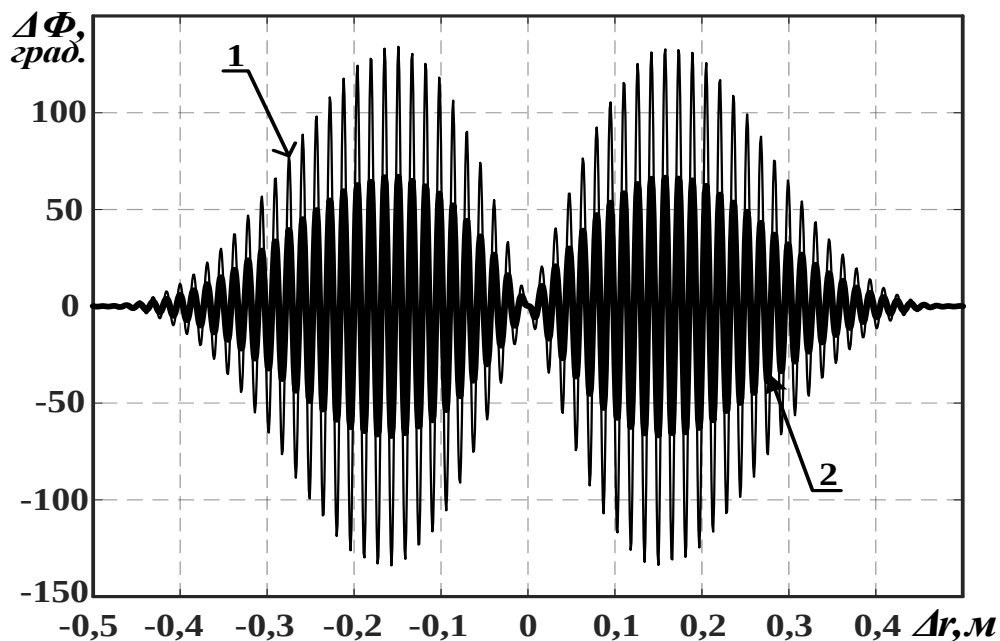


Рисунок 1.6 – Мгновенные погрешности оценки фазовой характеристики

1.9 Погрешности измерения при отношении сигнал-помеха меньше единицы

На практике в ряде случаев оценку частоты СРЧ приходится измерять при отношении $q_{c-n} < 0$. Например, такая задача возникает при измерении расстояния до отражающей поверхности, расположенной вблизи дна резервуара, заполненного радиопрозрачным содержимым. При этом интенсивность максимальной спектральной составляющей, обусловленная воздействием МО (дна резервуара), может превышать интенсивность максимальной спектральной составляющей полезного сигнала. В этом случае использование алгоритма (1.13) для оценки частоты, соответствующей расстоянию до отражающей поверхности, приводит к слишком большим погрешностям. Другими словами, расстояние будет определяться не до полезного отражателя, а до дна резервуара.

Необходимо отметить, что спектральная плотность полезного сигнала всегда находится «влево» от спектральной плотности сигнала, отраженного от дна, поскольку частота сигнала, соответствующего расстоянию до полезного отражателя, меньше частоты помехового сигнала. Поэтому в случае, когда спектральные плотности сигнала и помехи разрешаются, всегда можно производить измерения, используя «левую» максимальную спектральную составляющую [17, 24].

Результаты моделирования приведены на рисунке 1.7. Отношение сигнал-помеха равно $q_{c-n} = -14$ дБ. Остальные условия проведения моделирования соответствуют рисунку 1.6. График 1.9.б получен с использованием ВФ Блэкмана.

Из анализа рисунка 1.7 видно, что наличие МО с отношением сигнал-помеха меньше единицы приводит к слишком большим погрешностям. Использование ВФ позволяет уменьшить влияние на результат измерения боковых лепестков спектральной плотности помехи. Платой за это уменьшение является расширение той зоны, где имеют место повышенные погрешности измерения.

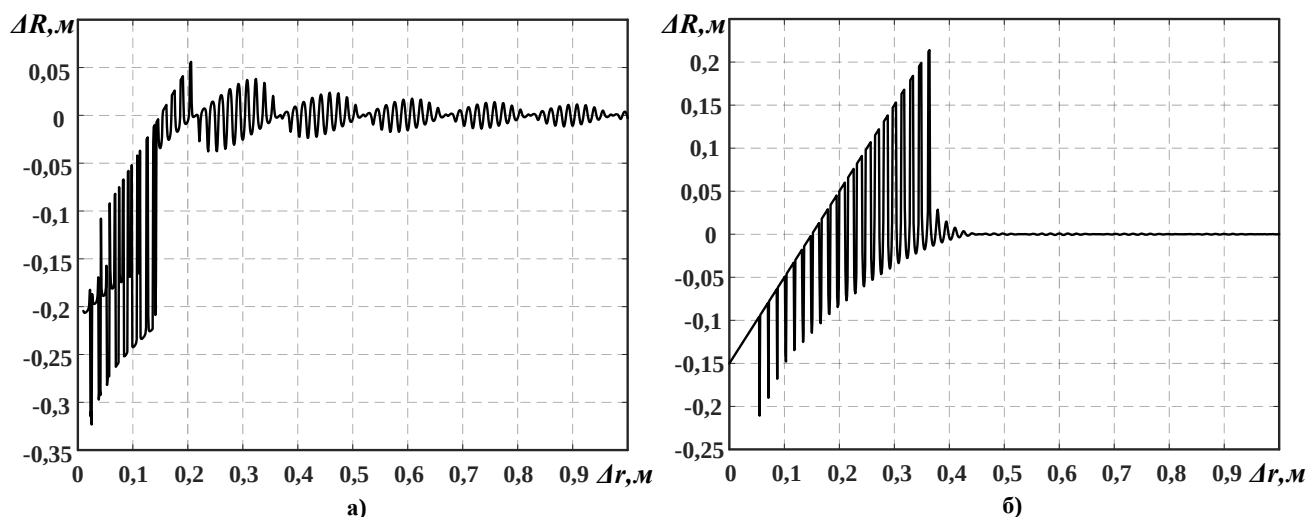


Рисунок 1.7 – Мгновенные погрешности оценки расстояния
при отношении сигнал-помеха меньше единицы

Очевидно, что такие погрешности измерения могут быть неприемлемы. Например, при измерении расстояния до уровня жидкости в резервуарах часто, чтобы избежать слишком больших ошибок, просто не сливают содержимое

ниже определенного уровня. Это приводит к искусственному уменьшению объёма резервуара.

1.10 Заключение

Рассмотрен кратко принцип работы ЧМ дальномера. Приведены модели сигнала, снимаемого с выхода смесителя дальномера, в том числе при наличии МО. Приведены расчетные соотношения, позволяющие определить расстояние до отражающей поверхности, разностную частоту и задержку между излученным и принятым сигналами.

Рассмотрены различные методы реализации алгоритма оценки разностной частоты в спектральной области, основанные на поиске максимальной спектральной составляющей. Выбран и кратко изложен двухэтапный алгоритм оценки частоты, основанный на поиске максимальной спектральной составляющей модуля дискретно-временного преобразования Фурье. Этот алгоритм позволяет получить дисперсию оценки разностной частоты, определяемую нижней границей Рао-Крамера.

Рассмотрена методика оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера, основанная на вычислении начальной фазы СРЧ и предварительной оценки времени задержки. Показано, что погрешность оценки фазовой характеристики возможно уменьшить при уменьшении погрешности оценки времени задержки.

Приведен анализ влияния МО на погрешность измерения расстояния сигнал-помеха как больше, так и меньше единицы.

ГЛАВА 2. ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

2.1 Вводные замечания

В первой главе показаны графики, позволяющие определить погрешность измерения расстояния из-за влияния МО при использовании алгоритма (1.13). В работах [13, 14, 16, 66] предложено для уменьшения такой погрешности использовать весовые функции. Их использование позволяет уменьшить влияние МО при использовании алгоритма (1.13). Однако уменьшение погрешности достигается лишь за пределами главного лепестка спектральной плотности СРЧ. К том уже использование весовых функций не позволяет проводить измерения при отношении сигнал-помеха меньше единицы. В работах [16, 20, 25, 73] предложено для существенного уменьшения влияния МО использовать ЛФОП СРЧ. Эта функция имеет многоэкстремальный характер, причем всегда имеется экстремум, соответствующий измеряемому расстоянию. Поэтому одной из задач главы является краткий анализ особенностей такой функции.

Для практической реализации алгоритма оценки частоты (расстояния) на основе ЛФОП необходима разработка менее чувствительного к МО алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера. Разработка такого алгоритма является следующей задачей главы.

В ряде случаев приходится измерять частоту радиосигнала, представленного короткой выборкой. Под такой выборкой понимается радиосигнал с длительностью, начиная с долей периода колебания на интервале анализа. Такая задача возникает не только при измерении малых расстояний до отражающей поверхности с использованием ЧМ дальномера, но и при анализе сигналов в акустике, гидроакустике и сейсмоакустике. В работах [74-81] исследованы и предложены различные алгоритмы оценки параметров радиосигнала по его короткой реализации. Анализ этих алгоритмов произведен численными методами, причем методика введения шумов зачастую различна, что затрудняет их сравнение. Поэтому и возникает задача определения потенциальной точности

раздельных и совместных оценок параметров (амплитуды, частоты и фазы) сигналов, представленных короткой выборкой. Необходимо установить связь полученных оценок с несущей частотой, диапазоном перестройки и периодом модуляции СРЧ.

2.2 Максимально правдоподобные оценки параметров сигнала разностной частоты

Рассмотрим обработку СРЧ во временной области на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$. С учетом, что $\tau_s = 2R/c$ СРЧ можно переписать так:

$$y(t) = S_c \cos(\omega_0 2R/c + 4\Delta\omega_d Rt/cT_{\text{мод}} + \varphi_c) + \zeta(t). \quad (2.1)$$

В формулу (2.1) входят три неизвестных параметра: амплитуда S_c , расстояние R и фаза φ_c . В общем случае ЛФОП на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$ при непрерывной обработке СРЧ можно представить в виде [16, 34, 82]

$$\ln\{A(S_c, R, \varphi_c)\} = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_{\text{мод}}/2} \left\{ y(t)s(t, S_{\text{он}}, R_{\text{он}}, \varphi_{\text{он}}) - \frac{1}{2}s^2(t, S_{\text{он}}, R_{\text{он}}, \varphi_{\text{он}}) \right\} dt, \quad (2.2)$$

где $s(t, S_{\text{он}}, R_{\text{он}}, \varphi_{\text{он}})$ – опорный сигнал.

Для реализации алгоритма (2.2) необходимо в опорном сигнале, варьируя величинами $S_{\text{он}}$, $R_{\text{он}}$ и $\varphi_{\text{он}}$, добиться максимизация ЛФОП $\ln\{A(S_c, R, \varphi_c)\}$. За величины оценок $\hat{S}_c$, $\hat{R}$ и $\hat{\varphi}_c$ принимаются те значения опорного сигнала $S_{\text{он}}$, $R_{\text{он}}$ и $\varphi_{\text{он}}$, при которых ЛФОП $\ln\{A(S_c, R, \varphi_c)\}$ достигает максимума. Однако на практике различие в амплитудах СРЧ и опорного сигнала можно исключить с

помощью инвариантного преобразования [16] $y'(t) = y(t) / \sqrt{\int_0^{T_u} y^2(t) dt}$.

Ухудшение помехоустойчивости, как показано в [16, 80], при таком преобразовании незначительно. Поэтому в дальнейшем полагаем, если это не оговорено особо, что $S_c = S_{\text{он}}$.

При достаточно большой относительной частоте $\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi \gg 1$ для оценки параметров СРЧ можно использовать только первое слагаемое в подынтегральном

выражении (2.2). Возникающее при этом смещение получаемых оценок при $\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi \gg 1$ незначительно.

Вычисляя соответствующий интеграл в (2.2), получим сигнальную функцию (СФ) [16, 45, 66]

$$q(R, \varphi_c) = \frac{2E}{N_0} \cos \left[\omega_0 2(R - R_{on})/c + \Delta\omega_d (R - R_{on})/c + \varphi_c - \varphi_{on} \right] \frac{\sin \left[\Delta\omega_d (R - R_{on})/c \right]}{\Delta\omega_d (R - R_{on})/c}. \quad (2.3)$$

Рассмотрим дисперсию оценки расстояния для двух случаев.

Случай 1. Фаза СРЧ известна, то есть $\varphi_c = \varphi_{on}$. При этом СФ $q(R)$ в (2.3) можно переписать в виде

$$q(R) = \frac{2E}{N_0} \cos \left[\omega_0 2(R - R_{on})/c + \Delta\omega_d (R - R_{on})/c \right] \frac{\sin \left[\Delta\omega_d (R - R_{on})/c \right]}{\Delta\omega_d (R - R_{on})/c}. \quad (2.4)$$

В этом случае дисперсию оценки расстояния при известной фазе СРЧ можно определить так [16, 45, 66]:

$$D_{\hat{R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{c^2}{4} \frac{1}{(\omega_0^2 + \omega_0 \Delta\omega_d + \Delta\omega_d^2/3)} \approx \frac{N_0}{2E} \frac{c^2}{4\omega_0^2}. \quad (2.5)$$

Нижняя граница оценки расстояния при известной фазе СРЧ обратно пропорциональна квадрату значения несущей частоты ω_0 .

Случай 2. Фаза СРЧ φ_c неизвестна. При этом задача оценки расстояния сводится к задаче совместной оценки величин R и φ_c . В [16, 45, 66] показано, что для этого случая дисперсия оценки расстояния определяется формулой (1.15), а дисперсия оценки фазы определяется в соответствии с (1.25).

На рисунке 2.1 показан вид сигнальной функции СРЧ (график 1) в зависимости от относительного расстояния $r = R_x - R_{\text{уст}}$, где R_x – текущее расстояние до отражающей поверхности. График 2 – огибающая СФ. Графики получены при равных фазах СРЧ и опорного сигнала.

Из рисунка 2.1 следует, что СФ (2.4) является многоэкстремальной. Расстояние между соседними экстремумами составляет половину длины волны несущего колебания, то есть $\lambda/2$. Наличие узких максимумов СФ и способствует

[16, 32] улучшению оценки расстояния при известной фазе СРЧ. Огибающая на рисунке 2.1 соответствует СФ при использовании алгоритма (1.13). Очевидно, что смещение огибающей под воздействием шумов будет заметно больше, чем смещение экстремумов СФ (2.4).

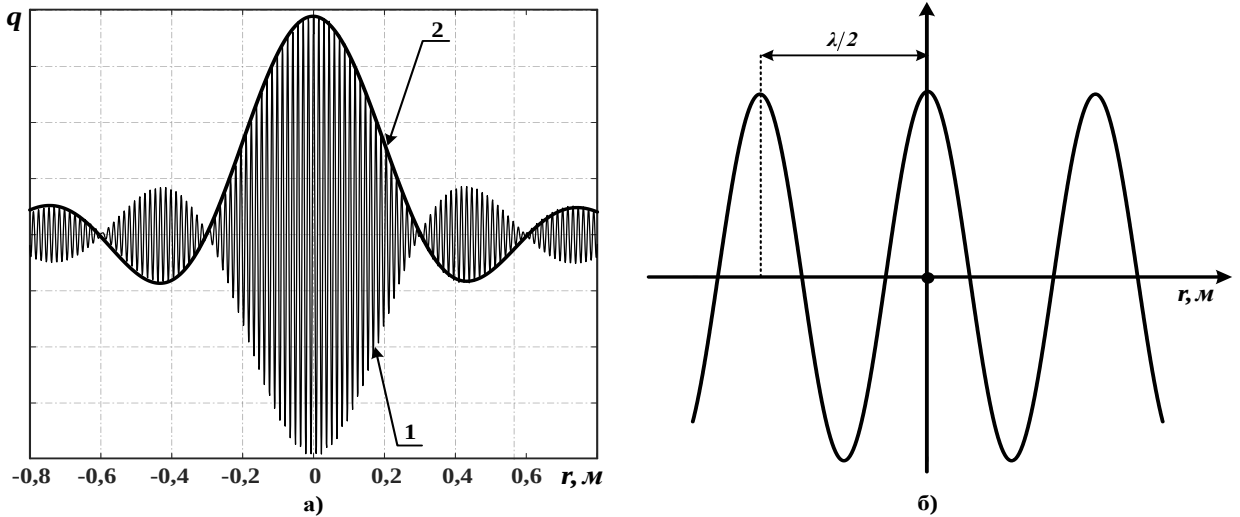


Рисунок 2.1 – Вертикальное сечение сигнальной функции в зависимости от относительного расстояния (рисунок а) и ее изображение в более крупном масштабе в окрестностях главного максимума (рисунок б)

Однако при использовании итерационных алгоритмов поиска наибольшего максимума ЛФОП (2.2) вероятность возникновения аномальных ошибок возрастает. Величина аномальных ошибок расстояния кратна полудлине волны передатчика, то есть

$$\Delta R = k \lambda / 2, \quad (2.6)$$

где k – номер локального экстремума СФ, принятого за глобальный, отсчитываемого от относительного истинного глобального максимума.

Для исключения этих аномальных ошибок в [16, 25] использована двухэтапная процедура для оценки расстояния.

Этап 1: определяется предварительная оценка расстояния $\hat{R}_p$ с помощью алгоритма (1.13) с точностью, обеспечивающей попадание в окрестности наибольшего экстремума ЛФОП, то есть оценка расстояния должна находиться внутри интервала $(\hat{R}_p - \lambda/4, \hat{R}_p + \lambda/4)$.

Этап 2: в узком диапазоне расстояний производится уточнение расстояния с помощью итерационных алгоритмов.

При использовании такой двухэтапной процедуры аномальные ошибки исключаются.

Из (2.2, 2.3) следует, что для использования этих алгоритмов необходимы сведения о фазе $\hat{\varphi}_c$ СРЧ. Ниже предложена процедура оценки фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ дальномера.

2.3 Оценка фазы сигнала разностной частоты

Рисунок 2.1 показывает, что при равной величине фазы СРЧ и опорного сигнала глобальный экстремум ЛФОП при большом отношении сигнал-шум будет совпадать с истинным расстоянием и будет находиться симметрично внутри интервала $(\hat{R}_p - \lambda/4, \hat{R}_p + \lambda/4)$. Эта особенность характера ЛФОП являются основой для определения оценки фазы $\hat{\varphi}_c$.

Процедура оценки фазы заключается в следующем:

Этап 1. При каждом измерении необходимо осуществлять предварительную оценку расстояния $\hat{R}_p$, используя алгоритм (1.13), гарантирующий попадание оценки в окрестность глобального максимума ЛФОП. Погрешность измерения расстояния на первом этапе не должна превышать величину $\lambda/4$, т.е. должно выполняться очевидное условие

$$-\lambda/4 \leq \hat{R}_p - R_{ист} \leq \lambda/4. \quad (2.7)$$

Этап 2. Для каждого измерения расстояния, рассчитанного на первом этапе с помощью алгоритма (1.13), поиск фазы СРЧ осуществляется в интервале расстояний, удовлетворяющем условию (2.7), путем варьирования расстояния и фазы опорного сигнала. За оценку величины фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ принимается то ее значение, при котором выполняется условие

$$\int_{\hat{R}_p - \lambda/4}^{\hat{R}_p} \ln \{A(R, \varphi_c)\} \partial R = \int_{\hat{R}_p}^{\hat{R}_p + \lambda/4} \ln \{A(R, \varphi_c)\} \partial R, \quad (2.8)$$

где $\ln\{A(R, \varphi_c)\}$ – ЛФОП СРЧ.

Нетрудно показать, что оценка $\hat{\varphi}_c$ фазовой характеристики при поиске положения экстремума ЛФОП в соответствии с формулой (2.8) будет несмещенной

$$M\{\varphi_c\} = \varphi_c, \quad (2.9)$$

для относительных частот $\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi \gg 1$. Для указанных относительных частот глобальный максимум ЛФП в среднем расположен симметрично относительно интервала $(\hat{R}_p - \lambda/4, \hat{R}_p + \lambda/4)$.

Дисперсия оценки фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ [16, 83, 84] определяется формулой (1.25) одинакова при использовании предлагаемого алгоритма и алгоритма (1.23). Она определена нижней границей Рао-Крамера. Однако алгоритм (2.9) более устойчив к влиянию МО. Этот случай рассмотрим в третьей главе.

На рисунке 2.2 показана оценка фазовой характеристики дальномера, определяемая с использованием предлагаемого алгоритма. При моделировании фазовая характеристика задана выражением

$$\varphi_c(R) = 360^\circ \left\{ \sin \left[\pi (R + R_n) / R_k \right] \right\}^2, \quad (2.10)$$

где R_n и R_k – соответственно начальное и конечное значение расстояния до отражающей поверхности.

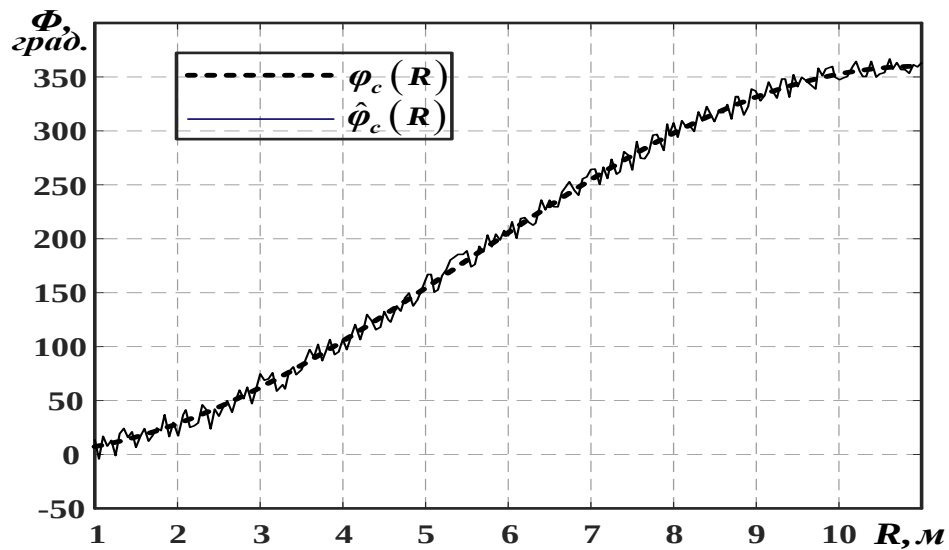


Рисунок 2.2 – Зависимость оценки фазовой характеристики дальномера от расстояния

Графики получены с помощью моделирования. Условия проведения моделирования: несущая частота передатчика равна 10 ГГц, диапазон перестройки несущей частоты 1 ГГц. Отношение сигнал-шум равно $q_{c-u} = 30$ дБ. Шаг перемещения отражающей поверхности составляет 0,1 м. Из анализа рисунка 2.2 следует, что погрешность оценки фазовой характеристики дальномера $\hat{\varphi}_c(R)$ определяется только влиянием шума.

При работе ЧМ дальномера может возникать ПАМ, которая приводит к дополнительной ошибке оценки фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$. В этой главе для анализа ее влияния на точность оценки воспользуемся моделью СРЧ в виде (1.26). На рисунке 2.3 показаны зависимости погрешности оценки ФХ от влияния ПАМ.

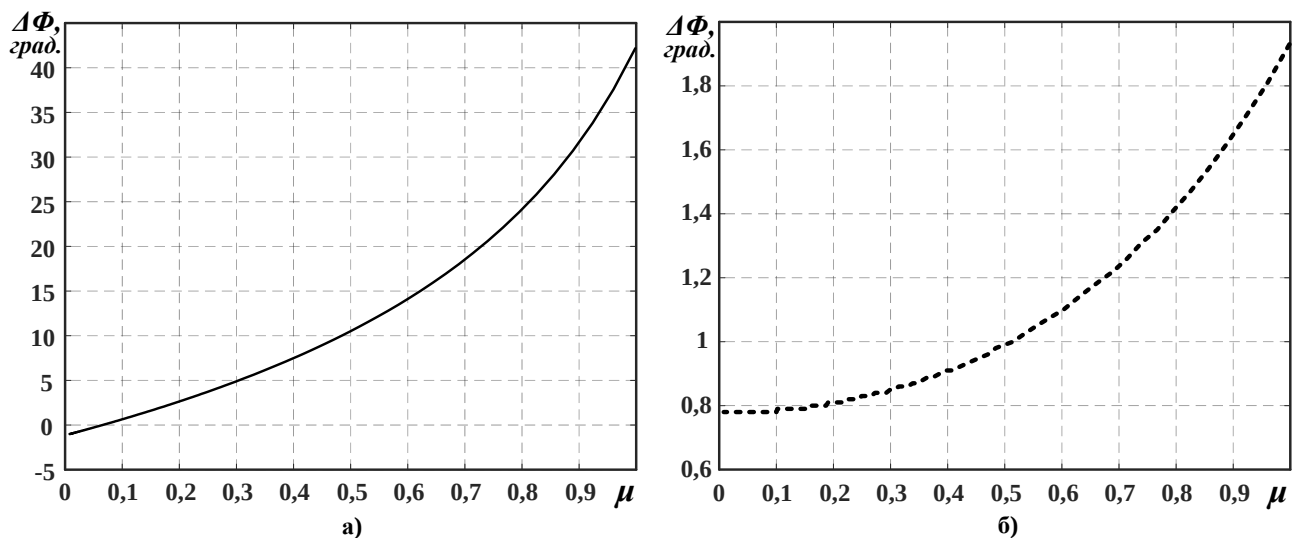


Рисунок 2.3 – Зависимости погрешности оценки фазовой характеристики от глубины паразитной амплитудной модуляции

Графики получены с помощью моделирования при относительной частоте $\omega_c T_{\text{мод}} / 2\pi = 10$. Остальные условия проведения моделирования остались без изменения. График, приведенный на рисунке 2.3.б, получен при использовании ВФ Блэкмана. Величина погрешности фазовой характеристики определена по формуле (1.33).

Из анализа рисунка 2.3 видно, что при оценке фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ с помощью предлагаемого алгоритма наличие ПАМ привело к увеличению ошибки.

Однако такое увеличение не велико при использовании ВФ.

2.4 Оценка параметров гармонического колебания, представленного короткой выборкой

В ряде случаев оценку частоты радиосигнала приходится измерять по его короткой выборке. Подобная задача возникает при измерении малых расстояний ($\omega_c T_{\text{мод}}/2\pi \leq 4-5$) с помощью ЧМ дальномера, анализе сигналов в акустике, гидроакустике, сейсмоакустике. В этом случае использование алгоритма (1.13) для оценки частоты радиосигнала приведет к большим погрешностям, поскольку максимальная спектральная составляющая при малом числе периодов на интервале наблюдения находится либо на нулевой частоте, либо в ее окрестностях.

В данной главе под термином «короткая выборка» понимается реализация сигнала, относительная частота n которого

$$n = \omega T_u / 2\pi, \quad (2.11)$$

где ω – круговая частота; T_u – длительность реализации,

такова, что на интервале времени наблюдения T_u содержатся доли и единицы периода колебания.

Полагаем, что принимаемая реализация $y(t)$ представляется суммой полезного сигнала $s(t)$ и нормального белого шума $\zeta(t)$ со спектральной плотностью мощности N_0 .

$$y(t) = s(t) + \xi(t) = a \cos\left(\frac{2\pi n}{T_u} t + \varphi\right) + \zeta(t), \quad (2.12)$$

где a , n , φ – соответствуют амплитуде, относительной частоте и начальной фазе полезного сигнала.

Для оценки параметров радиосигнала в (2.12) воспользуемся ЛФОП. Полагаем, что длительность реализации T_u известна. В общем случае ЛФОП $\ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\}$ можно представить в виде [34, 35, 37, 82]

$$\ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\} = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_u} \left\{ y(t) s_{on}(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) - \frac{1}{2} s_{on}^2(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) \right\} dt, \quad (2.13)$$

где $s_{on}(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})$ – опорный сигнал.

Для получения оценок $\hat{a}, \hat{n}, \hat{\varphi}$ параметров a, n, φ необходимо, варьируя значения параметров опорного сигнала, добиться максимизации ЛФОП. За оценки $\hat{a}, \hat{n}, \hat{\varphi}$ параметров a, n, φ принимаются те значения параметров опорного сигнала, при которых функция (2.13) достигает максимума.

Вычисляя интеграл в (2.13), с учетом (2.12) получим СФ

$$\begin{aligned} q(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) = & \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n - n_{on}) + \varphi - \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n - n_{on})]}{\pi(n - n_{on})} + \\ & + \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n + n_{on}) + \varphi + \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n + n_{on})]}{\pi(n + n_{on})} - \\ & - \frac{a^2_{on}T_u}{2N_0} \cos(2\pi n_{on} + 2\varphi_{on}) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{2\pi n_{on}} - \frac{a^2_{on}T_u}{2N_0}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Обычно полагают, что относительная частота достаточно велика ($n \gg 1$). При этом слагаемыми с удвоенной относительной частотой в (2.14) можно пренебречь. Тогда СФ $q(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})$ можно переписать в виде

$$q(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) = \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n - n_{on}) + \varphi - \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n - n_{on})]}{\pi(n - n_{on})}. \quad (2.15)$$

Обычно функция (2.15) используется для определения дисперсии оценки параметров радиосигнала при $n \gg 1$. В работе для определения дисперсии оценок будет использоваться СФ $q(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})$ (2.14), что позволит определить поведение оценок для малых относительных частот.

2.4.1 Дисперсия оценки относительной частоты при известных амплитуде и начальной фазе

Самой простой ситуацией на практике является измерение относительной частоты n при известных амплитуде и фазе, то есть $a_{on} = a = a_0, \varphi_{on} = \varphi = \varphi_0$ (a_0 и φ_0 – соответственно истинное значение амплитуды и начальной фазы). В этом случае СФ $q(n_{on})$ можно записать таким образом

$$q(n_{on}) = \frac{2E_0}{N_0} \frac{\sin[2\pi(n - n_{on})]}{2\pi(n - n_{on})} + \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n + n_{on}) + 2\varphi_0] \frac{\sin[\pi(n + n_{on})]}{\pi(n + n_{on})} - \frac{E_0}{N_0} \cos(2\pi n_{on} + 2\varphi_0) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{(2\pi n_{on})} - \frac{E_0}{N_0}, \quad (2.16)$$

где энергия $E_0 = a_0^2 T_u / 2$.

Нижняя граница дисперсии оценки относительной частоты $\hat{n}$ (нижняя граница Рао-Крамера) при известных амплитуде и фазе определяется известным соотношением [34, 35, 37, 82]:

$$D_{\hat{n}} = - \frac{1}{\partial^2 q(n_{on}) / \partial n_{on}^2} \Big|_{n_{on}=n}. \quad (2.17)$$

Проводя необходимые вычисления, получим нижнюю границу дисперсии оценки относительной частоты [85]

$$D_{\hat{n}} = \frac{N_0}{2E_0(2\pi)^2} \frac{1}{\frac{1}{3} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi_0)}{(2\pi n)} + \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi_0)}{(2\pi n)^2} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi_0) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3} \right\}}. \quad (2.18)$$

Из выражения (2.18) следует, что дисперсия оценки относительной частоты $\hat{n}$ зависит от измеряемой частоты n и значения начальной фазы φ_0 , и имеет колебательный характер. В частном случае, когда измеряемая относительная частота достаточно велика ($n \gg 1$), слагаемыми множителя вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$ можно пренебречь. В этом случае, с учетом того, что $\omega = 2\pi n / T_u$, дисперсия оценки частоты [34, 37] будет равна $D_{\hat{\omega}} \approx 3N_0 / 2E_0 T_u^2$.

Результаты моделирования представлены на рисунках 2.4 и 2.5. Начальная фаза сигнала $\varphi_0 = 0$. Графики 1, 2 и 3 получены при отношениях сигнал-шум, величины которых соответственно равны $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ и $2E_0/N_0 = 26$ дБ.

На рисунке 2.4 показано смещение оценки относительной частоты $\hat{n}$, величина которого определяется так:

$$\varepsilon_{\hat{n}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \hat{n}_i - n = M\{\hat{n}\} - n. \quad (2.19)$$

где L – число реализаций ($L=1000$); $M\{\hat{n}\}$ – оператор математического ожидания оценки относительной частоты; n – измеряемая относительная частота.

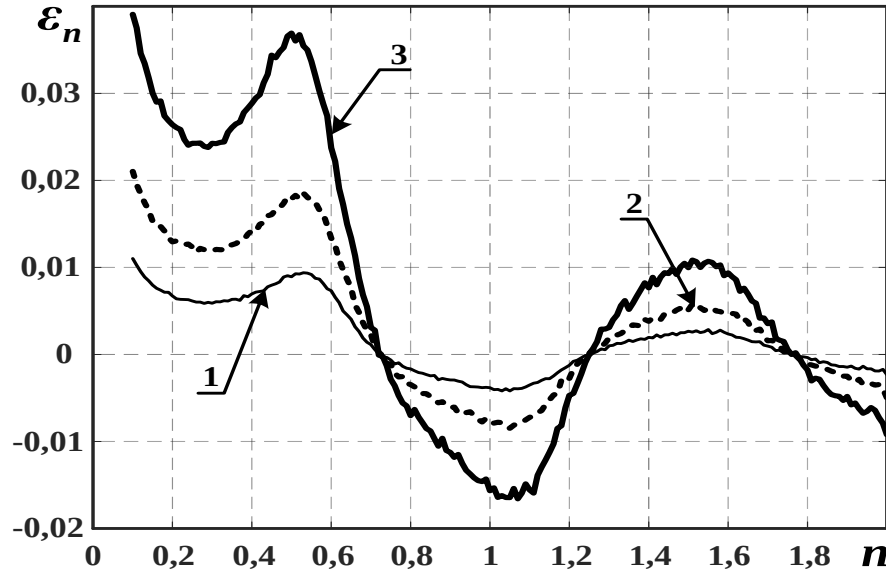


Рисунок 2.4 – Зависимости смещения оценки относительной частоты при известной фазе сигнала

По рисунку 2.4 видно, что график смещения относительной частоты имеет колебательный характер. Увеличение измеряемой относительной частоты приводит к уменьшению смещения. Необходимо отметить, что смещение оценки частоты возникает из-за влияния слагаемых с удвоенной частотой в (2.14).

На рисунке 2.5 приведена дисперсия оценки относительной частоты, величина которой рассчитывается по следующей формуле

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (\hat{n}_i - M\{\hat{n}\})^2. \quad (2.20)$$

Анализ рисунка 2.5 показывает, что дисперсия оценки относительной частоты зависит от частоты. При достаточно большой относительной частоте дисперсия оценки $\hat{n}$ будет равна [34, 37] величине $D_{\hat{n}} = 3N_0 / 2E_0 (2\pi)^2$.

Необходимо отметить, что результаты расчетов по формуле (2.18) полностью совпадают с результатами моделирования и поэтому не приводятся.

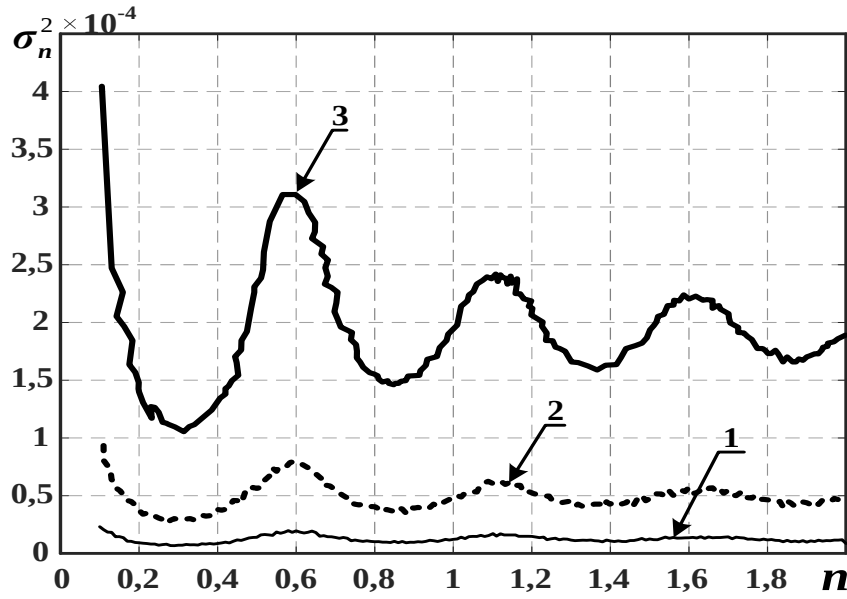


Рисунок 2.5 – Зависимости дисперсии оценки относительной частоты при известной фазе сигнала

2.4.2 Дисперсия оценки начальной фазы при известных амплитуде и частоте

Поставив $n = n_{on}$ и $a = a_{on} = a_0$ в (2.14), получим функцию $q(\varphi_{on})$

$$q(\varphi_{on}) = \frac{2E_0}{N_0} \cos(\varphi - \varphi_{on}) + \frac{2E_0}{N_0} \cos[2\pi n + \varphi + \varphi_{on}] \frac{\sin(2\pi n)}{2\pi n} - \frac{E_0}{N_0} \cos(2\pi n + 2\varphi_{on}) \frac{\sin(2\pi n)}{2\pi n} - \frac{E_0}{N_0}. \quad (2.21)$$

Вычисляя вторую производную функции $q(\varphi_{on})$ по φ_{on} , получим дисперсию оценки начальной фазы

$$D_{\hat{\varphi}} = \frac{N_0}{2E_0} \frac{1}{1 - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{2\pi n}}. \quad (2.22)$$

Из (2.22) видно, что дисперсия оценки начальной фазы $D_{\hat{\varphi}}$ является функцией частоты n и самой начальной фазы φ , и имеет колебательный характер. В частном случае, когда относительная частота велика, то есть $n \gg 1$, слагаемыми в (2.22) вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$ можно пренебречь. В этом случае дисперсия оценки начальной фазы [34, 37] будет равна $D_{\hat{\varphi}} = N_0/2E_0$.

Результаты моделирования показаны на рисунках 2.6 и 2.7. Величины смещения и дисперсии оценки начальной фазы при моделировании рассчитывались в соответствии с формулами (2.19) и (2.20). Графики 1, 2 и 3 получены соответственно при отношении сигнал-шум $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ и $2E_0/N_0 = 26$ дБ.

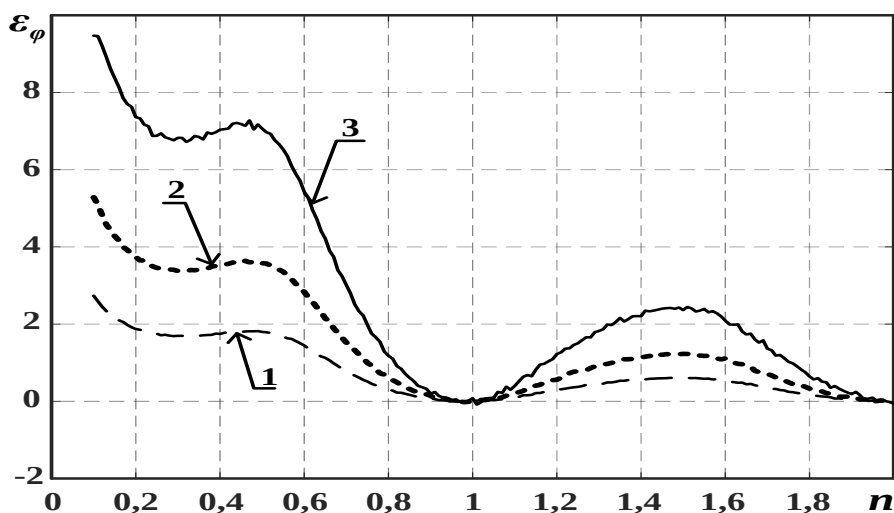


Рисунок 2.6 – Смещение оценки начальной фазы
при известной частоте

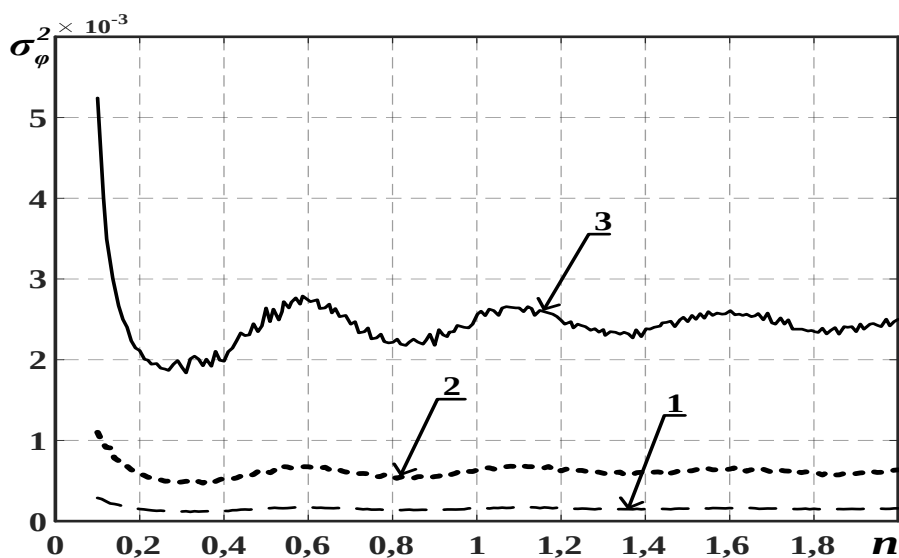


Рисунок 2.7 – Дисперсия оценки начальной фазы
при известной частоте

Из рисунка 2.7 видно, что дисперсия оценки начальной фазы при известной частоте имеет колебательный характер. При увеличении значения n величина

функции $D_{\hat{\varphi}}$ приблизится к значению $D_{\hat{\varphi}} = N_0/2E_0$ [34, 37].

Отметим, что результаты по (2.22) совпали с результатами, определяемыми с помощью статистического моделирования.

2.4.3 Дисперсии совместных оценок относительной частоты и начальной фазы

Наиболее часто встречающийся на практике случай, когда оценка частоты производится при неизвестной начальной фазе. В этом случае задача оценки относительной частоты $\hat{n}$ при неизвестной фазе сводится к задаче нахождения максимума СФ $q(n_{on}, \varphi_{on})$, то есть к задаче совместной оценки величин n_{on} и φ_{on} . Полагая известной амплитуду, СФ $q(n_{on}, \varphi_{on})$ можно представить в виде

$$\begin{aligned} q(n_{on}, \varphi_{on}) = & \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n - n_{on}) + \varphi - \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n - n_{on})]}{\pi(n - n_{on})} + \\ & + \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n + n_{on}) + \varphi + \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n + n_{on})]}{\pi(n + n_{on})} - \\ & - \frac{E_0}{N_0} \cos(2\pi n_{on} + 2\varphi_{on}) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{2\pi n_{on}} - \frac{E_0}{N_0}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Оценим качество полученных оценок $\hat{n}$, $\hat{\varphi}$ параметров n , φ . Для того нужно предварительно вычислить элементы информационной матрицы Фишера $\mathbf{J}$ [34, 35]

$$\mathbf{J}_{uv} = -M \left\{ \frac{\partial^2 q(n_{on}, \varphi_{on})}{\partial n_{on} \partial \varphi_{on}} \right\} \bigg|_{\substack{n_{on}=n \\ \varphi_{on}=\varphi}} \quad (2.24)$$

где u, v - порядковый номер информативного параметра. В данной работе $u, v = \{1, 2\}$.

Поставив (2.23) в (2.24), проводя необходимые операции, получим

$$\mathbf{J} = \frac{2E_0}{N_0} \begin{bmatrix} 4\pi^2 A & \pi B \\ \pi B & -C \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$\text{где } A = \frac{1}{3} - \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} + \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{(2\pi n)^2} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3} \right],$$

$$B = 1 - \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} + \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2}, \quad C = -1 + \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{2\pi n}.$$

По известным правилам находим обратную матрицу $\mathbf{J}^{-1}$:

$$\mathbf{J}^{-1} = \frac{N_0}{2E_0} \frac{1}{\det \mathbf{J}} \begin{bmatrix} -C & -\pi B \\ -\pi B & 4\pi^2 A \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

где $\det \mathbf{J} = \pi^2(-4AC - B^2)$ - детерминант матрицы $\mathbf{J}$.

Корреляционная матрица $\mathbf{R}$ ошибок оценок $\hat{n}, \hat{\varphi}$ будет рассчитываться известным соотношением [34, 35, 37, 82]

$$\mathbf{R}_{uv} \geq \mathbf{J}^{-1}. \quad (2.27)$$

Из (2.26) и (2.27), получим дисперсии совместных оценок относительной частоты $D_{\hat{n}}$ и начальной фазы $D_{\hat{\varphi}}$

$$D_{\hat{n}} = \frac{N_0}{2E_0} \frac{-C}{\pi^2(-4AC - B^2)}, \quad (2.28)$$

$$D_{\hat{\varphi}} = \frac{N_0}{2E_0} \frac{4A}{(-4AC - B^2)}. \quad (2.29)$$

В частном случае при $n \gg 1$ можно пренебречь слагаемыми вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$. При этом дисперсии совместной оценки частоты и фазы будут равны известным соотношениям [34, 37] $D_{\hat{\omega}} = 12N_0/2E_0T_u^2$ и $D_{\hat{\varphi}} = 4N_0/2E_0$.

Результаты моделирования приведены на рисунках 2.8 – 2.11. Условия моделирования те же самые, что и при получении графиков, представленных на рисунках 2.4 – 2.7. Графики 1, 2, 3 получены соответственно при отношении сигнал-шум $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ и $2E_0/N_0 = 26$ дБ. При проведении моделирования полагалось, что фаза опорного сигнала изменялась в интервале $-\pi/2 + \varphi \leq \varphi_{on} \leq \pi/2 + \varphi$, где φ – задаваемая фаза сигнала (2.12).

Из анализа рисунка 2.8, видно, что дисперсия оценки относительной частоты имеет колебательный характер. При $n \leq 0,2$ дисперсия резко возрастает. При увеличении значения n дисперсия $D_{\hat{n}}$ уменьшается.

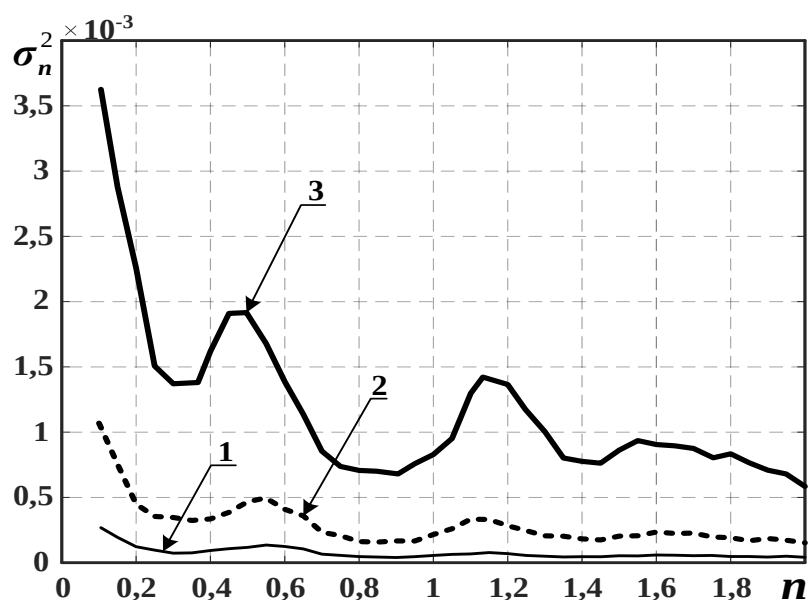


Рисунок 2.8 – Зависимости дисперсии оценки относительной частоты при неизвестной фазе

На рисунке 2.9 показана зависимость дисперсии начальной фазы от n . По рисунку 2.9 следует, что дисперсия начальной фазы имеет колебательный характер и снижается при увеличении значения n .

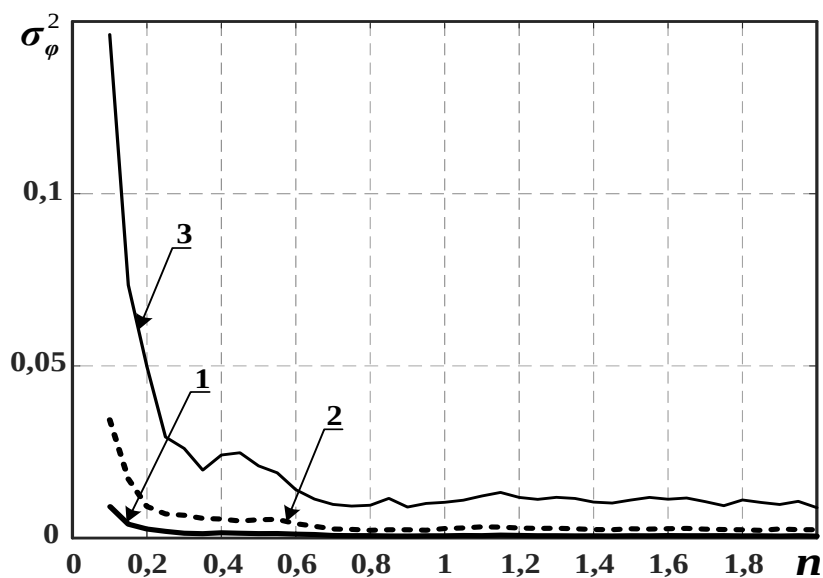


Рисунок 2.9 – Зависимости дисперсии оценки начальной фазы от относительной частоты

Сравнение результатов, приведенных на рисунках 2.4-2.7 и 2.8-2.9, показывает, что дисперсия совместной оценки частоты и начальной фазы больше примерно в 4 раза дисперсии отдельных оценок частоты и начальной фазы.

Результаты расчетов по (2.28, 2.29) также полностью совпали с результатами, определяемыми с помощью моделирования.

На рисунках 2.10 и 2.11 показаны смещения оценки относительной частоты и фазы, величины которых определяются по формуле (2.19).

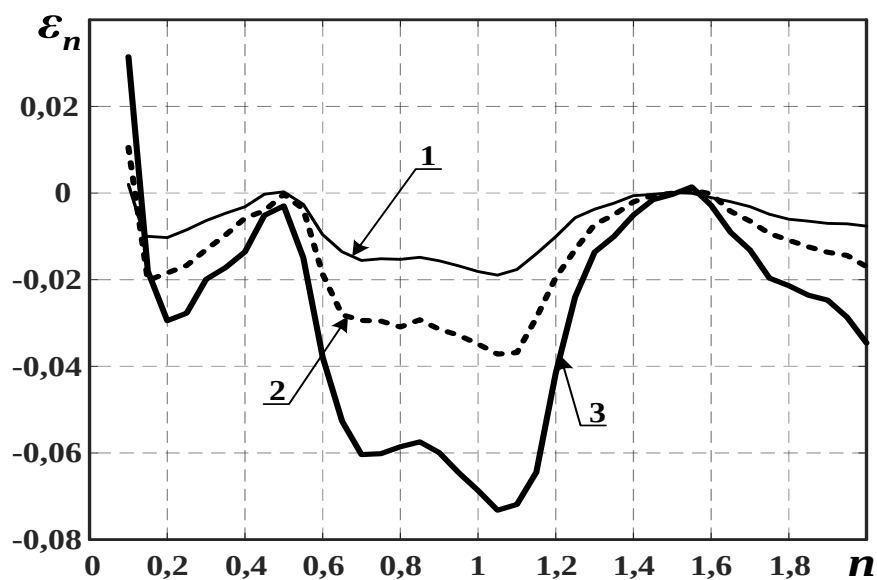


Рисунок 2.10 – Смещение оценки относительной частоты при неизвестной фазе

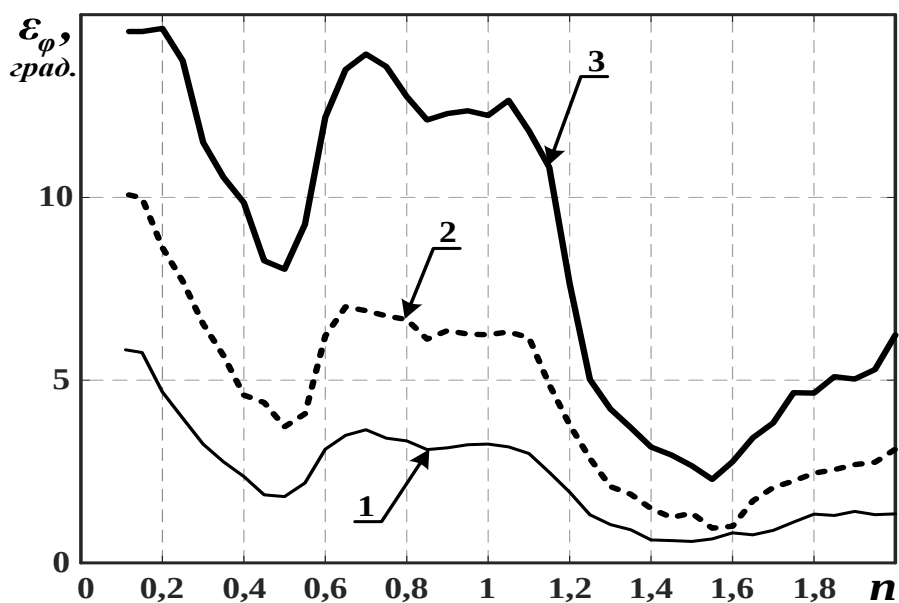


Рисунок 2.11 – Смещение оценки начальной фазы

Из сравнения результатов, приведенных на рисунках 2.4, 2.6, 2.10 и 2.11, следует, что из-за незнания остальных параметров радиосигнала (частоты и

начальной фазы) смещение искоемых оценок увеличивается. При увеличении отношения сигнал-шум смещение оценок быстро уменьшается.

2.4.4 Дисперсии совместных оценок относительной частоты, начальной фазы и амплитуды

Рассмотрим задачу оценивания частоты при неизвестных начальной фазе и амплитуде при использовании ЛФОП. Такая задача сводится к задаче нахождения глобального максимума ЛФОП (2.14), то есть к задаче совместной оценки величин a , n и φ .

Вычисляя вторые производные СФ $q(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})$ (2.14), получим матрицу $\mathbf{J}$ [85]

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} T_n(1+C)/N_0 & \pi a T_n D/N_0 & -a T_n F/N_0 \\ \pi a T_n D/N_0 & a^2 T_n (2\pi)^2 \left(\frac{1}{3} - \frac{A}{2} \right) / N_0 & a^2 T_n \pi (1-B)/N_0 \\ -a T_n F/N_0 & a^2 T_n \pi (1-B)/N_0 & a^2 T_n (1-C)/N_0 \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

$$\text{где } A = \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} + \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{(2\pi n)^2} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3}, \quad C = \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{2\pi n}$$

$$B = \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} - \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2}, \quad D = \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2},$$

$$F = \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{2\pi n}.$$

Вычисляя обратную матрицу $\mathbf{J}^{-1}$, согласно (2.27), получим дисперсии совместных оценок амплитуды $D_{\hat{a}}$, относительной частоты $D_{\hat{n}}$ и начальной фазы $D_{\hat{\varphi}}$

$$D_{\hat{a}} = \frac{1}{\det \mathbf{J}} \left[\frac{a^2 T_n (2\pi)^2 \left(\frac{1}{3} - \frac{A}{2} \right) a^2 T_n (1-C)}{N_0} - \left(\frac{a^2 T_n \pi (1-B)}{N_0} \right)^2 \right], \quad (2.31)$$

$$D_{\hat{n}} = \frac{1}{\det \mathbf{J}} \left[\frac{T_n(1+C)}{N_0} \frac{a^2 T_n (1-C)}{N_0} - \left(\frac{-a T_n F}{N_0} \right)^2 \right], \quad (2.32)$$

$$D_{\hat{\varphi}} = \frac{1}{\det \mathbf{J}} \left[\frac{T_n(1+C)}{N_0} \frac{a^2 T_n (2\pi)^2 \left(\frac{1}{3} - \frac{A}{2} \right)}{N_0} - \left(\frac{\pi a T_n D}{N_0} \right)^2 \right]. \quad (2.33)$$

При $n \gg 1$ коэффициенты A, B, C, D и F будут равны нулю ($A = B = C = D = F = 0$). При этом дисперсии оценки амплитуды, фазы и частоты равны $D_{\hat{a}} = N_0/T_u$, $D_{\hat{\phi}} = 4N_0/2E_0$ и $D_{\hat{\omega}} = 12N_0/2E_0T_u^2$, то есть совпадают с границами Рао-Крамера для достаточно больших относительных частот [34, 37].

Результаты моделирования представлены на рисунках 2.12-2.14. Графики 1, 2 и 3 соответствуют дисперсиям оценок при отношении сигнал-шум $2E_0/N_0 = 38\text{ дБ}$, $2E_0/N_0 = 32\text{ дБ}$, $2E_0/N_0 = 26\text{ дБ}$.

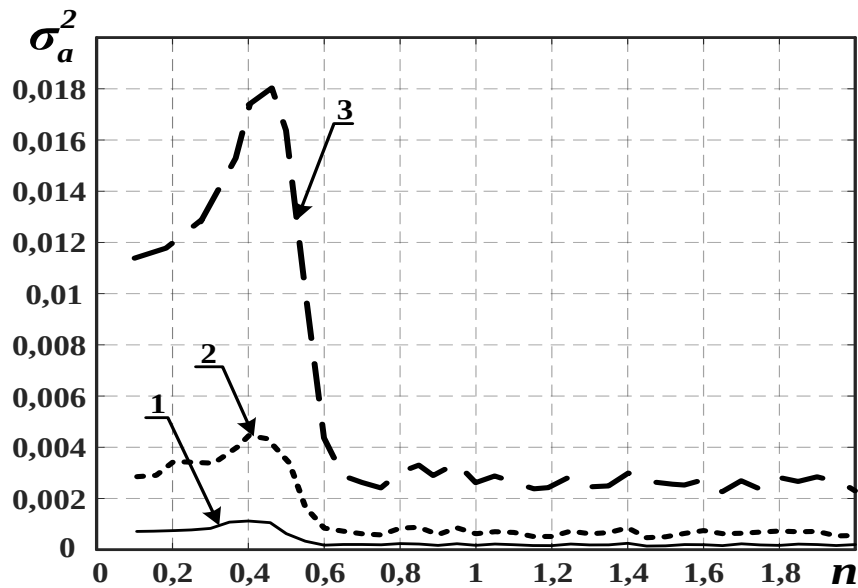


Рисунок 2.12 – Дисперсия оценки амплитуды

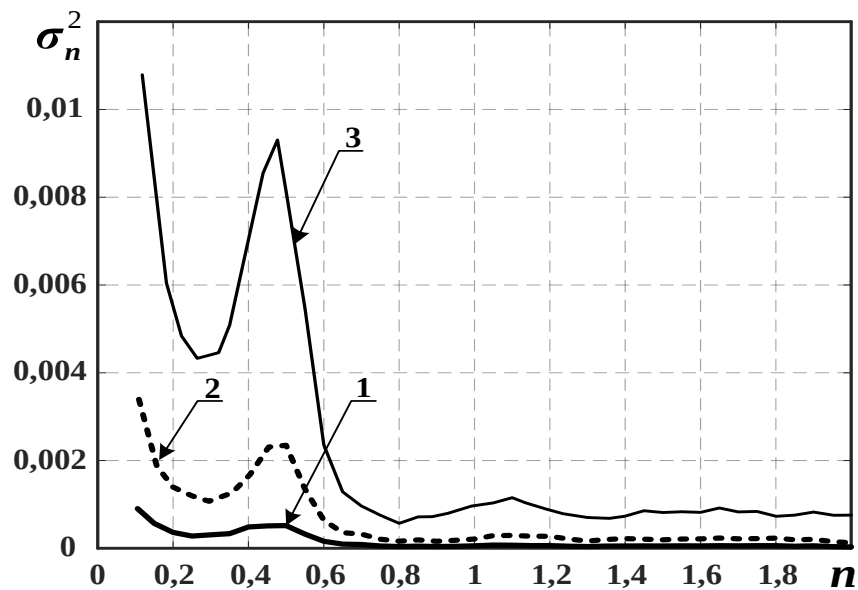


Рисунок 2.13 – Дисперсия оценки относительной частоты

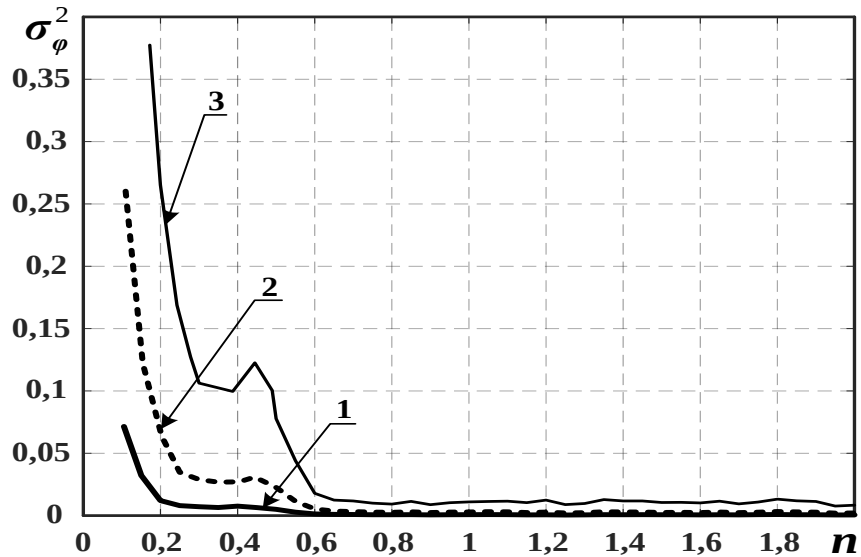


Рисунок 2.14 – Дисперсия оценки начальной фазы

Анализ графиков, приведенных на рисунках 2.12-2.14, показывает, что при относительной частоте $n < 0,6$ дисперсии оценок (амплитуды, частоты, фазы) резко возрастают. При увеличении числа n значения этих дисперсий стремятся к прямой, величина которой совпала с нижней границей Рао-Крамера.

Сравним результаты, приведенные на рисунках 2.13, 2.14, с графиками, приведенными на рисунках 2.8, 2.9. Видно, что дисперсия совместной оценки относительной частоты и начальной фазы при неизвестной амплитуде превышает примерно на порядок, чем при известной амплитуде. Это объясняется влиянием ошибки оценки амплитуды.

Однако на практике для устранения влияния разницы амплитуд принятого и опорного сигналов на результат измерения возможно использовать инвариантное преобразование, вид которого приведен на стр. 32 [16, 80], что позволяет существенно уменьшить число вычислительных операций при нахождении экстремума ЛФОП. При каждом измерении частоты это преобразование используется дважды. Один раз инвариантное преобразование применяется к анализируемому сигналу, второй раз к опорному сигналу. Однако это преобразование, что очевидно, приводит к увеличению влияния шума. Найти границы Рао-Крамера для этого случая не представляется возможным. Результаты статистического моделирования приведены на рисунках 2.15 и 2.16.

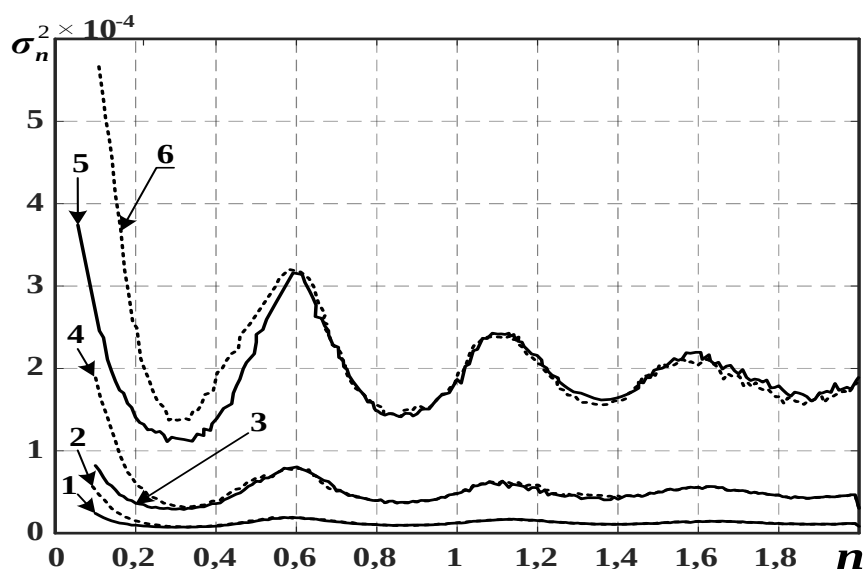


Рисунок 2.15 – Дисперсии оценки частоты при известной фазе и использовании инвариантного преобразования

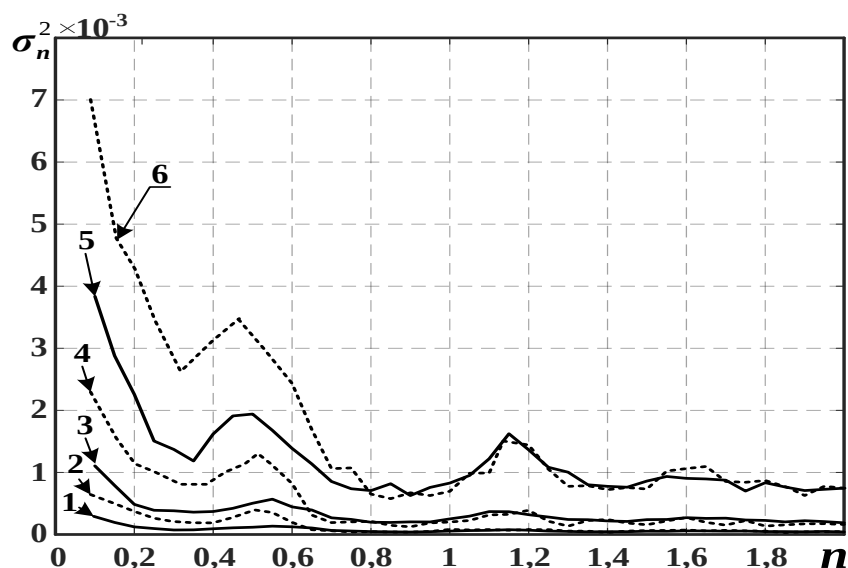


Рисунок 2.16 – Дисперсии оценки частоты при неизвестной фазе и использовании инвариантного преобразования

Сплошные графики 1, 3 и 5 соответственно означают дисперсия оценки частоты без инвариантного преобразования для отношений сигнал-шум $2E_0/N_0 = 38\text{дБ}$, $2E_0/N_0 = 32\text{дБ}$ и $2E_0/N_0 = 26\text{дБ}$. Пунктирные графики 2, 4 и 6 – при использовании инвариантного преобразования для отношений сигнал-шум $2E_0/N_0 = 38\text{дБ}$, $2E_0/N_0 = 32\text{дБ}$ и $2E_0/N_0 = 26\text{дБ}$.

Из анализа графиков, приведенных на рисунках 2.15 и 2.16, видно, что при использовании инвариантного преобразования дисперсия оценки частоты заметно

увеличивается лишь для очень малых относительных частот ($n < 0,6$). При увеличении числа n увеличение дисперсии становится несущественным. Необходимо учитывать, что инвариантное преобразование позволяет уменьшить значительно вычислительные затраты.

2.4.5 Коэффициенты корреляции между оценками параметров радиосигнала, представленного короткой выборкой

На практике очень часто для оценки корреляции (статистической связи) двух зависимых параметра радиосигнала используются коэффициенты корреляции $r_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2}$, которые определяются так [34, 35, 37, 82]:

$$r_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2} = \frac{R_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2}}{\sqrt{D_{\hat{\lambda}_1} D_{\hat{\lambda}_2}}}, \quad (2.34)$$

где $R_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2}$ – элементы корреляционной матрицы ошибок оценок; $D_{\hat{\lambda}_1}$, $D_{\hat{\lambda}_2}$ – соответственно дисперсии оценки параметров λ_1 и λ_2 .

Значения коэффициента корреляции $r_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2}$ находятся в пределах $[-1, 1]$. Если $r_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2} = 0$, то оценки параметров λ_1 и λ_2 некоррелированы. С другой стороны, чем больше значения модуля $r_{\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2}$, то тем сильнее коррелированы параметры λ_1 и λ_2 .

Согласно (2.34) с учетом (2.27-2.30), коэффициент корреляции между оценками относительной частоты $\hat{n}$ и начальной фазы $\hat{\phi}$ будет определен следующим соотношением [86]

$$r_{\hat{n} \hat{\phi}} = \frac{R_{\hat{n} \hat{\phi}}}{\sqrt{D_{\hat{n}} D_{\hat{\phi}}}} = \frac{-B}{2\sqrt{-AC}}. \quad (2.35)$$

В частном случае, при $n \gg 1$ значения коэффициентов равны $A \approx 1/3$, $B \approx 1$, $C \approx -1$. Следовательно, коэффициент корреляции между оценками частоты и начальной фазы радиосигнала (2.12) при применении ЛФОП будет равен [34] $r_{n\phi} = -\sqrt{3}/2$.

Проведено статистическое моделирование. Оценка коэффициента корреляции при проведении моделирования рассчитана по формуле [34, 35, 37, 82]

$$r_{\hat{n}\hat{\phi}} = \frac{M\{\hat{n}\hat{\phi}\} - M\{\hat{n}\}M\{\hat{\phi}\}}{\sqrt{D_{\hat{n}}D_{\hat{\phi}}}}. \quad (2.36)$$

На рисунке 2.17 показан коэффициент корреляции между оценками частоты и начальной фазы. Графики получены при следующих условиях. Отношение сигнал-шум равно 30 дБ. Объем выборки равен 1000.

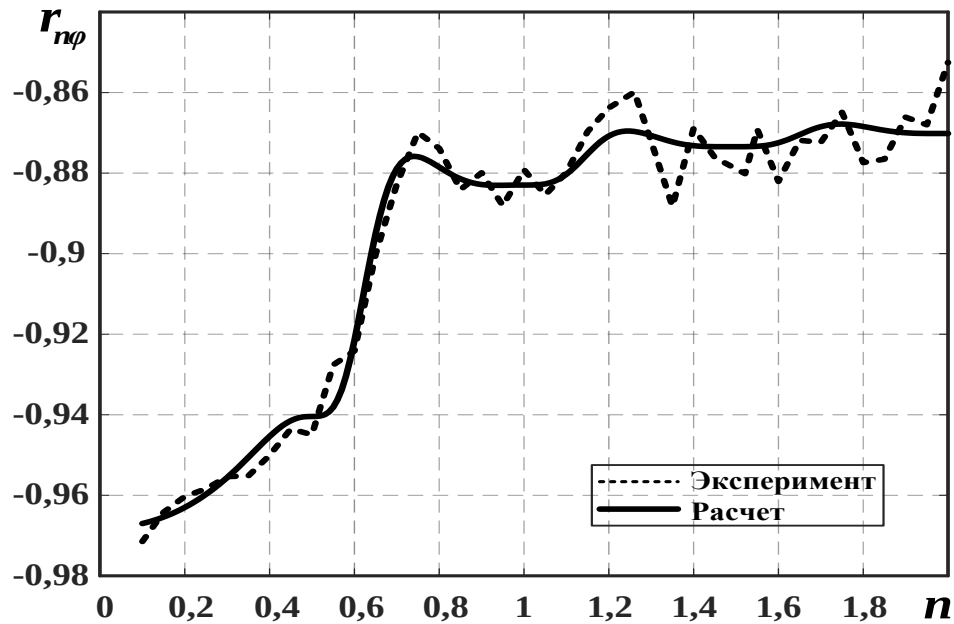


Рисунок 2.17 – Коэффициент корреляции между оценками относительной частоты и начальной фазы при известной амплитуде

Из анализа рисунка 2.17 следует, что коэффициент корреляции $r_{n\varphi}$ между оценками относительной частоты и начальной фазы зависит от числа периода n и имеет колебательный характер. Наибольшая линейная зависимость наблюдается при числе периодов сигнала, меньше единицы. При увеличении значения n функция $r_{n\varphi}$ стремится к значению $-0,87$, что согласуется с результатами, приведенные в известной литературе [34].

По графику видно, что результаты по расчету (2.35) совпали с результатами моделирования.

Рассмотрим случай, когда три параметра: амплитуда, частота и фаза неизвестны.

Аналогично, согласно (2.34) с учетом (2.30-2.33), коэффициенты корреляции между оценками параметров $\hat{a}$, $\hat{n}$, $\hat{\phi}$ будут определяться соотношением [87]

$$r_{\hat{a}\hat{n}} = \frac{-1}{\det \mathbf{J} \sqrt{D_{\hat{a}} D_{\hat{n}}}} \left[\frac{\pi a T_H D}{N_0} \frac{a^2 T_H (1-C)}{N_0} + \frac{a^2 T_H \pi (1-B)}{N_0} \frac{a T_H F}{N_0} \right], \quad (2.37)$$

$$r_{\hat{n}\hat{\varphi}} = \frac{-1}{\det \mathbf{J} \sqrt{D_{\hat{n}} D_{\hat{\varphi}}}} \left[\frac{T_H (1+C)}{N_0} \frac{a^2 T_H \pi (1-B)}{N_0} + \frac{\pi a T_H D}{N_0} \frac{a T_H F}{N_0} \right], \quad (2.38)$$

$$r_{\hat{a}\hat{\varphi}} = \frac{-1}{\det \mathbf{J} \sqrt{D_{\hat{a}} D_{\hat{\varphi}}}} \left[\frac{\pi a T_H D}{N_0} \frac{a^2 T_H \pi (1-B)}{N_0} + \frac{a^2 T_H (2\pi)^2 \left(\frac{1}{3} - \frac{A}{2} \right)}{N_0} \frac{a T_H F}{N_0} \right]. \quad (2.39)$$

В частном случае при больших относительных частотах $n \gg 1$ слагаемыми в (2.30) вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$ можно пренебречь, то есть $A=B=C=D=F=0$. В результате коэффициенты корреляции между оценками параметров $\hat{a}, \hat{n}, \hat{\varphi}$ будут равны $r_{an} = r_{a\varphi} = 0$, $r_{n\varphi} = -\sqrt{3}/2$, что совпадают с результатами, приведенными в [34, 37].

Результаты статистического моделирования приведены на рисунках 2.18-2.20. Величины коэффициентов корреляции между оценками параметров a , n и φ рассчитаны по соотношению (2.36). Условия проведения моделирования соответствуют рисунку 2.17.

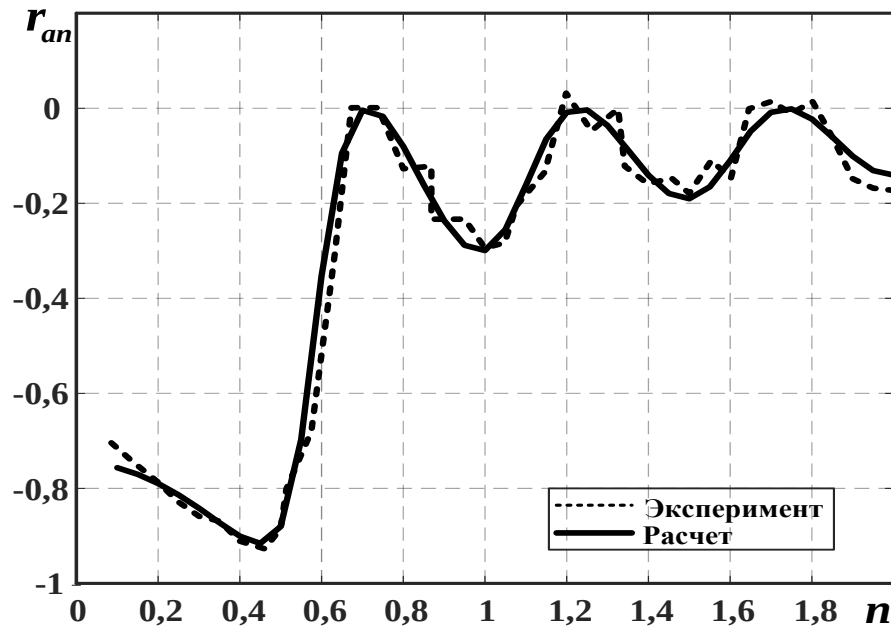


Рисунок 2.18 – Коэффициент корреляции оценок амплитуды и частоты

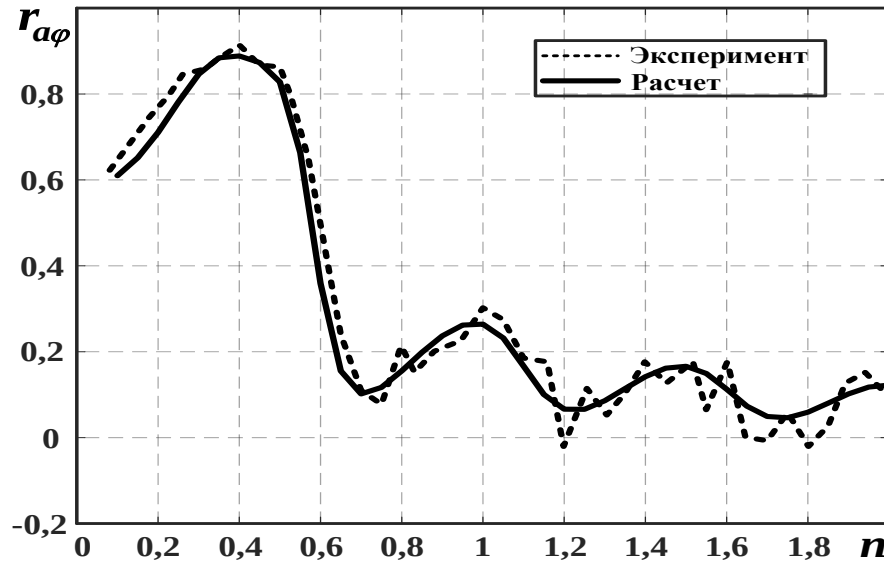


Рисунок 2.19 – Коэффициент корреляции оценок амплитуды и начальной фазы

Анализ рисунков 2.18 и 2.19 показывает, что коэффициенты корреляции r_{an} и $r_{aφ}$ имеют колебательный характер. При $n < 0,6$ оценки амплитуды и относительной частоты (оценки амплитуды и начальной фазы) сильно коррелированы. При увеличении величины n значения функций r_{an} и $r_{aφ}$ стремятся к нулю. Эти результаты позволяют сделать вывод, что при больших относительных частотах ($n \gg 1$) оценка амплитуды не коррелирована с оценками частоты и фазы.

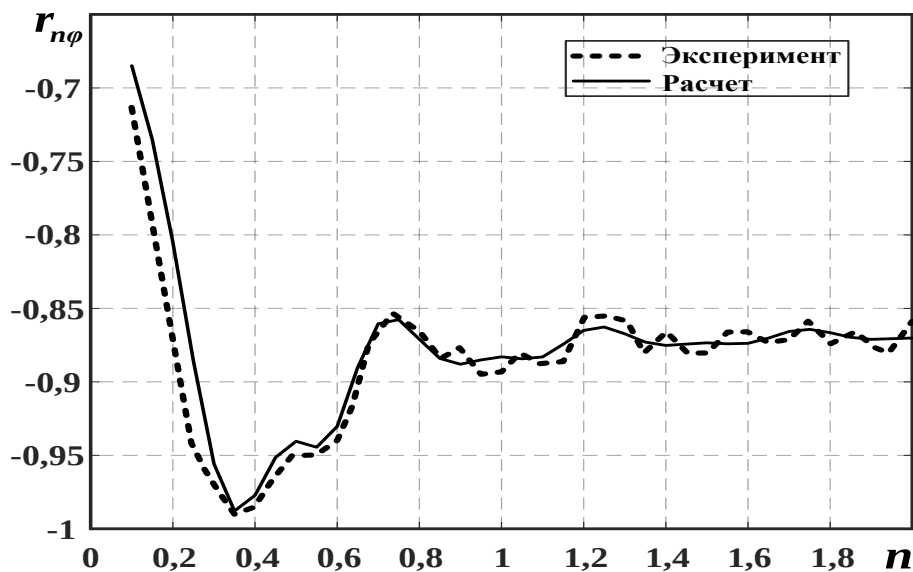


Рисунок 2.20 – Коэффициент корреляции оценок относительной частоты и начальной фазы при неизвестной амплитуде

Из рисунка 2.20 следует, что коэффициент корреляции $r_{n\varphi}$ между оценками относительной частоты и начальной фазы зависит от числа периодов n сигнала и имеет колебательный характер. При $0,2 \leq n \leq 0,4$ оценки относительной частоты и начальной фазы сильно коррелированы. При увеличении числа n значения функции $r_{n\varphi}$ стремятся к значению $-\sqrt{3}/2$.

Из графиков, приведенных на рисунках 2.18-2.20, видно, результаты по расчетам (2.37-2.39) совпали с результатами по моделированию.

2.5 Оценка параметров сигнала разностной частоты, представленного короткой выборкой

На практике часто возникает задача измерения при наличии «короткой» реализации СРЧ, что характерно для измерения очень малых расстояний. Поэтому вызывает интерес выразить статистические характеристики оценок расстояния, фазы и амплитуды СРЧ через его параметры – несущую частоту и диапазон ее перестройки.

Вычисляя интеграл в (2.2) с учетом (2.1), получим ЛФОР $q(S_{on}, R_{on}, \varphi_{on})$ СРЧ

$$\begin{aligned} q(S_{on}, R_{on}, \varphi_{on}) = & \frac{S_c S_{on} T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R - 2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_{on} \right] \frac{\sin [\Delta \omega_d (R - R_{on})/c]}{\Delta \omega_d (R - R_{on})/c} + \\ & + \frac{S_c S_{on} T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R + 2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c + \varphi_{on} \right] \frac{\sin [\Delta \omega_d (R + R_{on})/c]}{\Delta \omega_d (R + R_{on})/c} - \\ & - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0} \cos \left[(2\omega_0 + \Delta \omega_d) \frac{2R_{on}}{c} + 2\varphi_{on} \right] \frac{\sin (\Delta \omega_d 2R_{on}/c)}{\Delta \omega_d 2R_{on}/c} - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

2.5.1 Дисперсия оценки расстояния при известных амплитуде и фазе

При известных амплитуде и фазе СРЧ, СФ $q(R_{on})$ в (2.40) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} q(R_{on}) = & \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R - 2R_{on}}{c} \right) \right] \frac{\sin [\Delta \omega_d (R - R_{on})/c]}{\Delta \omega_d (R - R_{on})/c} + \\ & + \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R + 2R_{on}}{c} \right) + 2\varphi_c \right] \frac{\sin [\Delta \omega_d (R + R_{on})/c]}{\Delta \omega_d (R + R_{on})/c} - \\ & - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0} \cos \left[(2\omega_0 + \Delta \omega_d) \frac{2R_{on}}{c} + 2\varphi_c \right] \frac{\sin (\Delta \omega_d 2R_{on}/c)}{\Delta \omega_d 2R_{on}/c} - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0}. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Дисперсию оценки расстояния в этом случае можно определить так

$$D_{\hat{R}} = - \frac{1}{\left. \frac{\partial^2 q(R_{on})}{\partial R_{on}^2} \right|_{R_{on}=R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{c^2}{4} \frac{1}{A + a^2 + b^2/3}, \quad (2.42)$$

где $a = \omega_0 + \Delta\omega_d/2$; $b = \Delta\omega_d/2$;

$$A = - \left(a^2 + b^2 \right) \cos \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} - 2a \sin \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{4R/c} + \\ + \frac{2a}{b} \sin \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{(4R/c)^2} - 2 \cos \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\cos(4bR/c)}{(4R/c)^2} + \frac{2}{b} \cos \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{(4R/c)^3}.$$

Из анализа (2.42) видно, что дисперсия расстояния имеет колебательный характер. В частном случае для больших относительных частот $\omega_c T_{mod}/2\pi \gg 1$ значение $A \ll a^2 + b^2/3$. При этом дисперсия оценки расстояния определяется соотношением

$$D_{\hat{R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{c^2}{4} \frac{1}{\omega_0^2 + \omega_0 \Delta\omega_d + \Delta\omega_d^2/3}, \quad (2.43)$$

что совпало с формулой (2.5).

2.5.2 Дисперсия оценки фазовой характеристики при известных расстоянии и амплитуде

Подставив $S_c = S_{on}$, $R = R_{on}$ в (2.40), получим $q(\varphi_{on})$

$$q(\varphi_{on}) = \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos(\varphi_c - \varphi_{on}) + \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2} \right) \frac{4R}{c} + \varphi_c + \varphi_{on} \right] \frac{\sin(\Delta\omega_d 2R/c)}{\Delta\omega_d 2R/c} - \\ - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0} \cos \left[(2\omega_0 + \Delta\omega_d) \frac{2R}{c} + 2\varphi_{on} \right] \frac{\sin(\Delta\omega_d 2R/c)}{\Delta\omega_d 2R/c} - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0}. \quad (2.44)$$

Дисперсия фазовой характеристики $\hat{\varphi}_c$ определяется соотношением

$$D_{\hat{\varphi}_c} = - \frac{1}{\left. \frac{\partial^2 q(\varphi_{on})}{\partial \varphi_{on}^2} \right|_{\varphi_{on}=\varphi_c}} = \frac{N_0}{2E} \frac{1}{1 - \cos(4aR/c + 2\varphi_c) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c}}. \quad (2.45)$$

При достаточно больших расстояниях (относительных частотах) вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь, то есть $D_{\hat{\varphi}_c} = N_0/2E$, что совпало с

нижней границей Рао-Крамера [34, 37].

2.5.3 Дисперсия совместной оценки расстояния и фазы сигнала разностной частоты

При $S_c = S_{on}$ СФ $q(R_{on}, \varphi_{on})$ в (2.40) можно представить в виде

$$\begin{aligned} q(R_{on}, \varphi_{on}) = & \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R - 2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_{on} \right] \frac{\sin \left[\Delta \omega_d (R - R_{on})/c \right]}{\Delta \omega_d (R - R_{on})/c} + \\ & + \frac{S_c^2 T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R + 2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c + \varphi_{on} \right] \frac{\sin \left[\Delta \omega_d (R + R_{on})/c \right]}{\Delta \omega_d (R + R_{on})/c} - \\ & - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0} \cos \left[(2\omega_0 + \Delta \omega_d) \frac{2R_{on}}{c} + 2\varphi_{on} \right] \frac{\sin (\Delta \omega_d 2R_{on}/c)}{\Delta \omega_d 2R_{on}/c} - \frac{S_c^2 T_{mod}}{4N_0}. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Вычисляя вторые производные СФ $q(R_{on}, \varphi_{on})$ в (2.46), получим матрицу Фишера

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} \text{где } J_{11} = & \frac{2E}{N_0} \frac{4}{c^2} (A + a^2 + b^2/3); \quad J_{12} = J_{21} = \frac{2E}{N_0} \frac{2}{c} (a + B); \quad J_{22} = \frac{2E}{N_0} \left[1 - \cos \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} \right]; \\ B = & -a \cos \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} - \sin \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\cos(4bR/c)}{4R/c} + \frac{1}{b} \sin \left(4a \frac{R}{c} + 2\varphi_c \right) \frac{\sin(4bR/c)}{(4R/c)^2}. \end{aligned}$$

Дисперсия совместной оценки расстояния и фазы

$$D_{\hat{R}} = \frac{J_{22}}{J_{11}J_{22} - J_{12}^2}, \quad (2.48)$$

$$D_{\hat{\varphi}_c} = \frac{J_{11}}{J_{11}J_{22} - J_{12}^2}. \quad (2.49)$$

Коэффициент корреляции между оценками задержки и начальной фазы

$$r_{\hat{R}\hat{\varphi}_c} = \frac{-J_{12}}{\sqrt{J_{11}J_{22}}}. \quad (2.50)$$

Для частного случая при больших расстояниях значения приближительны

$$J_{11} \approx \frac{2E}{N_0} \frac{4}{c^2} (a^2 + b^2/3), \quad J_{12} = J_{21} \approx \frac{2E}{N_0} \frac{2}{c} a, \quad J_{22} \approx \frac{2E}{N_0}. \quad \text{В этом случае значения}$$

$D_{\hat{R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{3c^2}{\Delta\omega_d^2}$, $D_{\hat{\varphi}_c} = \frac{N_0}{2E} \frac{12(\omega_0^2 + \omega_0\Delta\omega_d + \Delta\omega_d^2/3)}{\Delta\omega_d^2} \approx \frac{N_0}{2E} \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}$, $r_{\hat{R}\hat{\varphi}_c} \approx -1$ совпадают с результатами, приведенными в [16,25].

2.5.4 Дисперсия совместных оценок расстояния, фазы и амплитуды

Проводя необходимые операции, получим матрицу Фишера

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} & J_{13} \\ J_{21} & J_{22} & J_{23} \\ J_{31} & J_{32} & J_{33} \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

где $J_{11} = \frac{T_{\text{mod}}}{2N_0} \left[1 + \cos(4aR/c + 2\varphi_c) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} \right]$; $J_{13} = J_{31} = \frac{-S_c T_{\text{mod}}}{2N_0} \sin(4aR/c + 2\varphi_c) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c}$;

$$J_{12} = J_{21} = \frac{-S_c T_{\text{mod}}}{2N_0} \frac{2}{c} \left\{ a \cos[4aR/c + 2\varphi_c] \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} - \cos[4aR/c + 2\varphi_c] \frac{\cos(4bR/c)}{4R/c} \right\} -$$

$$- \frac{S_c T_{\text{mod}}}{2N_0} \frac{2}{c} \frac{1}{b} \cos[4aR/c + 2\varphi_c] \frac{\sin(4bR/c)}{(4R/c)^2};$$

$$J_{22} = \frac{2E}{N_0} \frac{4}{c^2} \left(A + a^2 + \frac{b^2}{3} \right); \quad J_{23} = J_{32} = \frac{2E}{N_0} \frac{2}{c} (a + B); \quad J_{33} = \frac{2E}{N_0} \left[1 - \cos\left(4a\frac{R}{c} + 2\varphi_c\right) \frac{\sin(4bR/c)}{4bR/c} \right].$$

Дисперсия совместных оценок амплитуды, расстояния и фазы

$$D_{\hat{S}_c} = \frac{J_{22}J_{33} - J_{23}^2}{J_{11}J_{22}J_{33} + 2J_{12}J_{23}J_{31} - J_{13}^2J_{22} - J_{12}^2J_{33} - J_{23}^2J_{11}}, \quad (2.52)$$

$$D_{\hat{R}} = \frac{J_{11}J_{33} - J_{13}^2}{J_{11}J_{22}J_{33} + 2J_{12}J_{23}J_{31} - J_{13}^2J_{22} - J_{12}^2J_{33} - J_{23}^2J_{11}}, \quad (2.53)$$

$$D_{\hat{\varphi}_c} = \frac{J_{11}J_{22} - J_{12}^2}{J_{11}J_{22}J_{33} + 2J_{12}J_{23}J_{31} - J_{13}^2J_{22} - J_{12}^2J_{33} - J_{23}^2J_{11}}. \quad (2.54)$$

Коэффициенты корреляции между оценками амплитуды, расстояния и фазы

$$r_{\hat{S}_c\hat{R}} = \frac{-(J_{12}J_{33} - J_{23}J_{13})}{\sqrt{(J_{22}J_{33} - J_{23}^2)(J_{11}J_{33} - J_{13}^2)}}, \quad (2.55)$$

$$r_{\hat{S}_c\hat{\varphi}_c} = \frac{J_{12}J_{23} - J_{13}J_{22}}{\sqrt{(J_{22}J_{33} - J_{23}^2)(J_{11}J_{22} - J_{12}^2)}}, \quad (2.56)$$

$$r_{\hat{R}\hat{\phi}_c} = \frac{-(J_{11}J_{23} - J_{13}J_{21})}{\sqrt{(J_{11}J_{33} - J_{13}^2)(J_{11}J_{22} - J_{12}^2)}}. \quad (2.57)$$

В частном случае при больших расстояниях получены $J_{11} \approx \frac{T_{\text{мод}}}{2N_0}$, $J_{13} = J_{31} \approx 0$, $J_{12} = J_{21} \approx 0$, $J_{22} \approx \frac{2E}{N_0} \frac{4}{c^2} (a^2 + b^2/3)$, $J_{23} = J_{32} \approx \frac{2E}{N_0} \frac{2}{c} a$, $J_{33} \approx \frac{2E}{N_0}$. В этом случае дисперсии совместных оценок будут равны: амплитуды $D_{\hat{S}_c} = \frac{2N_0}{T_{\text{мод}}}$, расстояния $D_{\hat{R}} = \frac{N_0}{2E} \frac{3c^2}{\Delta\omega_d^2}$, фазовой характеристики $D_{\hat{\phi}_c} \approx \frac{N_0}{2E} \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}$. Коэффициенты корреляции между оценками амплитуды, расстояния и фазовой характеристики $r_{\hat{R}\hat{\phi}_c} \approx -1$, $r_{\hat{S}_c\hat{R}} = r_{\hat{S}_c\hat{\phi}_c} = 0$.

При увеличении расстояния значения этих функций стремятся к прямой, величина которой совпала с нижней границей Рао-Крамера.

2.6 Заключение

Рассмотрены оптимальные алгоритмы, основанные на основе ЛФОП, для оценки параметров СРЧ, принимаемого на фоне белого шума. При известной фазе СРЧ эти алгоритмы позволяют существенно уменьшить дисперсию оценки. Однако при работе дальномера нестабильность среды распространения (изменение температуры и давления) требует для реализации потенциальных возможных оптимальных алгоритмов измерять фазовую характеристику в течение всего измерения.

Предложена двухэтапная процедура оценки фазовой характеристики дальномера с помощью алгоритма, основанного на основе ЛФОП. На первом этапе определяется предварительная оценка расстояния с помощью алгоритмов, отыскивающих максимальную спектральную составляющую спектральной плотности СРЧ. Затем в узком диапазоне расстояний осуществляется поиск фазовой характеристики путем варьирования фазы и расстояния опорного сигнала. За оценку величины фазовой характеристики принимается то ее

значение, при котором глобальный максимум ЛФОП расположен в среднем симметрично в указанном расстоянии. Показано, что дисперсия оценки фазовой характеристики при использовании предлагаемого алгоритма совпала с нижней границей Рао-Крамера.

Рассмотрена задача оценки параметров гармонического сигнала, представленного короткой выборкой. Под термином «короткая выборка» понимается реализация сигнала, относительная частота которой такова, что на интервале наблюдения содержится от долей до двух периода колебания. Получены математические соотношения, позволяющие определить смещение и дисперсии отдельных, совместных оценок амплитуды, частоты и фазы радиосигнала, а также определить коэффициенты корреляции между оценками этих параметров радиосигнала. При большом числе периодов на интервале наблюдения значения этих дисперсий стремятся к значению, которые совпали с нижней границей Рао-Крамера для соответствующих случаев. Проведены статистические моделирования при различных отношениях сигнал-шум, результаты которых полностью совпали с результатами расчетов по полученным выражениям. Для случая, когда СРЧ представлен короткой выборкой, дисперсии оценок параметров сигнала выражены через диапазон перестройки передатчика и несущую частоту.

Для случая, когда СРЧ представлен короткой выборкой, дисперсии оценок параметров сигнала разностной частоты выражены через значения несущей частоты передатчика, диапазон ее перестройки и период модуляции.

ГЛАВА 3. ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

3.1 Вводные замечания

Выше уже упоминалось, что на практике очень часто в СРЧ присутствуют не только составляющая, обусловленная отражением от полезного отражателя, но и составляющие, обусловленные отражениями от различных элементов технологического оборудования. В этом случае СРЧ с учетом (1.31) можно переписать в виде

$$y(t) = S_c \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{cT_{\text{мод}}} t + \varphi_c \right] + \sum_{l=1}^L S_{nl} \cos \left[\omega_0 \frac{2R_{nl}}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R_{nl}}{cT_{\text{мод}}} t + \varphi_{nl} \right], \quad (3.1)$$

где R , R_n – соответственно расстояния до полезной поверхности и до МО.

Как отмечено в первой главе, при наличии МО погрешность измерения расстояния достигает значительных величин. Существенно, что график погрешности (рисунок 1.5) имеет колебательный характер и периодически переходит через точку с нулевой ошибкой. Эти точки соответствуют случаю, когда взаимная энергия полезного сигнала и МО равна нулю. В [16, 25] предложен алгоритм для уменьшения влияния МО, основанный на поиске такой несущей частоты, на которой достигается минимизации взаимной энергии полезного сигнала и МО. Однако в работе [87] предложена лишь идея такого алгоритма. В этой главе проведен анализ влияния ПАМ на погрешность измерения при его использовании. Проведен анализ погрешности измерения при наличии нескольких МО.

При варьировании несущей частоты изменяются начальные фазы сигналов, соответствующих полезному отражателю и МО. При определенных значениях начальных фаз обеспечивается равенство нулю взаимной энергии полезного сигнала и помехи. Поэтому вызывает практический интерес разработка алгоритма, снижающего влияние МО, основанного на варьировании начальной фазы СРЧ без изменения несущей частоты ЧМ дальномера, что позволит упростить его техническую реализацию.

В второй главе предложен алгоритм оценки фазовой характеристики дальномера, знание которой позволяет реализовать алгоритмы оценки частоты, основанные на ЛФОП. В этой главе проведен анализ данного алгоритма при наличии МО, а также приведены результаты сравнения оценки ФХ дальномера при использовании предлагаемого алгоритма и алгоритма, основанного на выражении (1.23).

В ряде случаев приходится измерять разностную частоту при отношении сигнал-помеха меньше единицы. Такой режим, как уже упоминалось, характерен при работе вблизи дна резервуара с жидким содержимым, когда интенсивность отраженного сигнала от дна больше интенсивности полезного отраженного сигнала. В работе [21] предложены возможные пути решения этой задачи, однако считается, что амплитуда и фаза МО известны, что не характерно для практики. В третьей главе для формирования компенсирующего сигнала использованы оценки максимального правдоподобия местоположения, амплитуды и фазы СРЧ, соответствующего МО. Приведены результаты моделирования.

Представляет интерес анализ возможности уменьшения влияния МО путем включения в состав функции правдоподобия опорного сигнала составляющей, учитывающей помеху. При этом важным вопросом является определение требования к точности оценки параметров МО.

Исходя из выше изложенного, основными задачами главы являются:

1. Анализ основных факторов, влияющих на точность измерения расстояния при варьировании несущей частоты при наличии МО.
2. Разработка алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы СРЧ, позволяющего уменьшить влияние МО.
3. Анализ алгоритма оценки ФХ дальномера при наличии МО с использованием ЛФОП СРЧ.
4. Анализ возможности уменьшения влияния МО за счет включения в состав опорного сигнала помеховой составляющей.
5. Разработка алгоритма, основанного на комбинации компенсации помехи и следящего алгоритма, позволяющего производить измерения расстояния при

отношении сигнал-помеха меньше единицы.

Основное содержание главы опубликовано в работах автора [88-98].

3.2 Алгоритм оценки частоты сигнала на выходе смесителя дальномера при варьировании его несущей частоты при наличии мешающих отражений

Как отмечено в первой главе, при использовании алгоритма (1.13) для оценки расстояния наличие МО приводит к увеличению погрешности измерения. Зависимость погрешности (график 1, приведенный на рисунке 3.1) от расстояния между МО и отражающей поверхностью имеет колебательный характер с периодом, величина которого равна полудлине волны несущего колебания. График погрешности периодически переходит через точки с нулевой ошибкой. Эти точки соответствуют случаю, когда взаимная энергия полезного сигнала и МО равна нулю.

В общем виде полная энергия $E_{CPЧ}$ СРЧ на интервале $(0, T_{mod}/2)$ представляется так

$$E_{CPЧ} = E_c + \sum_{q=1}^L E_{n_q} + \sum_{p=1}^L E_{cn_p} + \sum_{q,p}^L E_{n_{qp}}, \quad (3.2)$$

где E_c – энергия полезного сигнала; E_{n_q} – энергия q -того МО; E_{cn_p} – взаимная энергия полезного сигнала и p -того МО; $E_{n_{qp}}$ – взаимная энергия q -того и p -того МО.

Ограничимся случаем, когда присутствует только один МО. При этом полная энергия СРЧ в (3.2) представляется суммой энергии полезного сигнала, энергии МО и их взаимных энергий, то есть

$$E_{CPЧ} = E_c + E_n + E_{cn}, \quad (3.3)$$

$$\text{где } E_c = \int_0^{T_{mod}/2} s_c^2(t) dt; \quad E_n = \int_0^{T_{mod}/2} s_n^2(t) dt; \quad E_{cn} = 2 \int_0^{T_{mod}/2} s_c(t) s_n(t) dt; \quad s_c(t), \quad s_n(t) -$$

соответственно полезный сигнал и сигнал, отраженный от МО.

Для больших относительных частот первое и второе слагаемые в (3.3) практически являются постоянными величинами. Поэтому нас интересует только

третье слагаемое E_{cn} . Представим взаимную энергию E_{cn} полезного сигнала и помехи на интервале $(0, T_{mod}/2)$ в виде [16]

$$E_{cn} = 2S_c S_n \int_0^{T_{mod}/2} \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{cT_{mod}} t + \varphi_c \right] \cos \left[\omega_0 \frac{2R_n}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R_n}{cT_{mod}} t + \varphi_n \right] dt. \quad (3.4)$$

Вычисляя интеграл в (3.4), пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, получим

$$E_{cn} \approx \frac{S_c S_n T_{mod}}{2} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{4\Delta\omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n \right] \frac{\sin \left[\Delta\omega_d (R - R_n)/c \right]}{\left[\Delta\omega_d (R - R_n)/c \right]}. \quad (3.5)$$

Из выражения (3.5) видно, что взаимная энергия E_{cn} является быстро осциллирующей функцией с огибающей вида $\sin x/x$. Функция E_{cn} зависит от фаз полезного сигнала и сигнала, отраженного от МО.

На рисунке 3.1 в крупном масштабе приведен график взаимной энергии (график 2). График 1 соответствует погрешности измерения расстояния с помощью алгоритма (1.13). Видно, что точки с нулевой погрешностью измерения расстояния соответствуют точкам, в которых взаимная энергия равна нулю.

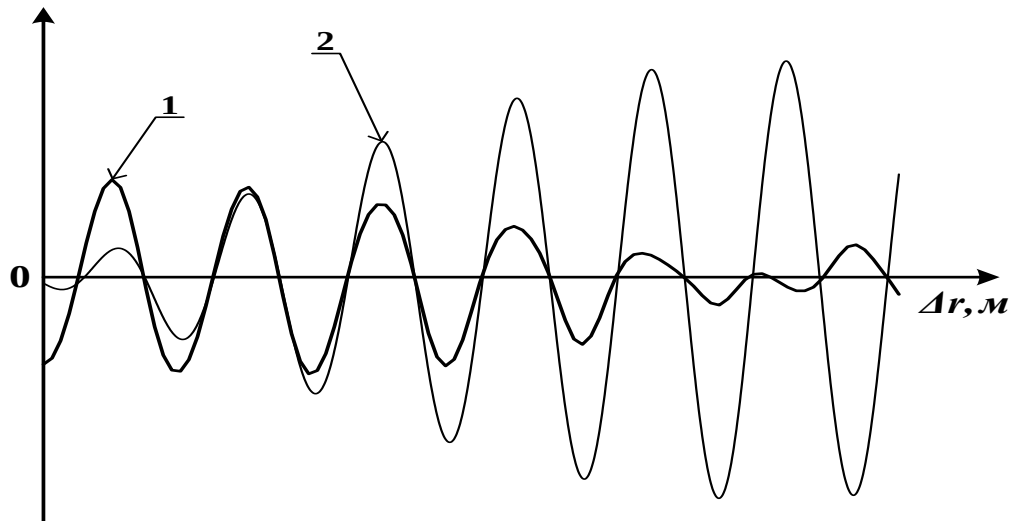


Рис. 3.1 Графики погрешности измерения расстояния и взаимной энергии полезного сигнала и помехи

Согласно (3.5) для обеспечения минимизации влияния МО необходимо добиться выполнения очевидного условия [16, 25]

$$\cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n \right] = 0. \quad (3.6)$$

Выражение (3.6) может быть положено в основу алгоритма устранения влияния помехи. При фиксированных значениях R и R_n условие (3.6) можно выполнить путем варьирования несущей частоты, то есть [16, 25]

$$\left(\omega_{\text{var}} + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n = \frac{2k+1}{2} \pi, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.7)$$

Согласно (3.7) необходимо, варьируя несущую частоту, добиться выполнения условия (3.6). Диапазон перестройки несущей частоты $\Delta \omega_d$ при измерении на каждой несущей частоте $\omega_{\text{min}} \leq \omega_{\text{var}} \leq \omega_{\text{max}}$ (ω_{min} , ω_{max} – пределы варьирования несущей частоты) должен оставаться неизменным.

После нахождения оптимальной несущей частоты для измерения разностной частоты используется алгоритм (1.13). Нахождение оптимальной несущей частоты должно производиться при каждом измерении расстояния.

Поскольку зависимость полной энергии от несущей частоты имеет колебательный характер, необходимо найти частоты ω_1 и ω_2 , на которых находятся соседние максимальное и минимальное значения полной энергии. При этом оптимальное значение несущей частоты ω_{opt} , на которой взаимная энергия равна нулю, определится [16, 25, 87] так:

$$\omega_{\text{opt}} = (\omega_1 + \omega_2) / 2. \quad (3.8)$$

Очевидно, что точность результатов измерений зависит от точности определения оптимальной несущей частоты ω_{opt} , то есть значений ω_1 и ω_2 . Если

обозначим значения фазы как $\Phi(\omega) = \left(\omega_{\text{var}} + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n$, то

функция $\Phi(\omega)$ будет изменяться в пределах $[\Phi_{\text{min}}, \Phi_{\text{max}}]$, где

$$\Phi_{\text{min}} = \left(\omega_{\text{min}} + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n \text{ и } \Phi_{\text{max}} = \left(\omega_{\text{max}} + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_n}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_n.$$

Очевидно, что для определения значений ω_1 и ω_2 необходимо, чтобы диапазон

изменения функции $\Phi(\omega)$ должен быть не менее $3\pi/2$, то есть должно выполняться условие [16,25]

$$\Delta\Phi = \Phi_{\max} - \Phi_{\min} \geq 3\pi/2. \quad (3.9)$$

Условие (3.9) будет эквивалентно следующему

$$\Delta\omega 2\Delta l/c \geq 3\pi/2, \quad (3.10)$$

где $\Delta\omega$ – диапазон варьирования несущей частоты; Δl – минимальное расстояние между полезной отражающей поверхностью и МО, где наблюдается полная компенсация помехи варьированием несущей частоты.

Из (3.10) ясно, что полная компенсация помехи варьированием несущей частоты не может быть гарантирована во всём диапазоне расстояний. Речь идет только об уменьшении зоны повышенной погрешности, то есть уменьшении влияния МО.

Необходимо отметить, что условие (3.6) должно выполняться при каждом измерении расстояния.

На рисунке 3.2 показаны [87] мгновенные погрешности измерения расстояния в зависимости от расстояния Δr между отражающей поверхностью и МО, величина которых определяется в соответствии с формулой (1.22).

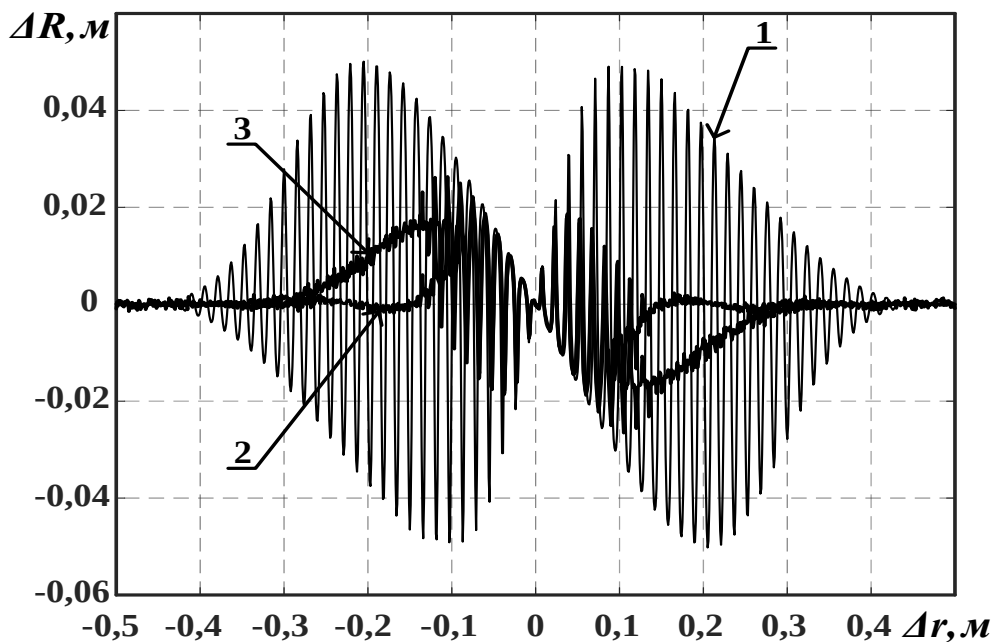


Рисунок 3.2 – Мгновенные погрешности измерения расстояния

Графики получены с помощью моделирования. Условия проведения моделирования: несущая частота, диапазон перестройки несущего колебания соответственно составляют 10 ГГц и 1 ГГц. Диапазон варьирования несущей частоты $\Delta\omega = 1$ ГГц. Шаг перемещения отражающей поверхности составляет 1 мм. Отношение сигнал-шум равно $q_{c-ш} = 60$ дБ. Отношение сигнал-помеха $q_{c-п} = 6$ дБ. График 1 соответствует мгновенным погрешностям измерения расстояния при использовании алгоритма (1.13) без варьирования частоты. Графики 2, 3 – при варьировании несущей частоты. Графики 1, 3 получены с использованием ВФ Блэкмана. Из графика 2 видно, что от расстояния $\Delta r \approx 0,1$ м начинается повышенная погрешность. В целом из анализа графиков 2 и 3 следует, что при оптимальном значении несущей частоты (когда взаимная энергия равна нулю), погрешность измерения расстояния значительно уменьшается.

Примерно в 2-3 раза уменьшается абсолютная величина погрешности измерения. В 2-3 раза уменьшается размер зоны повышенной погрешности. Характер зависимости погрешности ΔR от Δr также меняется. Исчезает колебательный характер зависимости погрешности от относительного расстояния. Это объясняется тем, что при оптимальном значении несущей частоты, при котором взаимная энергия равна нулю, фаза СРЧ мало зависит от расстояния.

Приведенные выше графики получены при наличии одного МО. Рассмотрим влияние нескольких МО [91] на результат измерения. На рисунке 3.3 приведены среднеквадратические ошибки (СКО) измерения расстояния, величина которых рассчитывается соотношением

$$\sigma_R = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q (\hat{R}_q - R_{ист})^2}, \quad (3.11)$$

где Q - число расчетных точек на интервале расстояния, равном длине волны. В данной главе принято, что $Q = 30$.

Графики получены с помощью моделирования. Моделирование осуществлялось при наличии трех МО, расположенных на расстоянии 4,2 м, 5 м и 5,8 м. Отношения сигнал-помеха соответственно равны 10 дБ, 6 дБ и 10 дБ.

Остальные условия проведения моделирования те же самые, что и для получения графиков, приведенных на рисунке 3.2. График 1 получен без варьирования. Графики 2 и 3 получены при варьировании несущей частоты. Графики 1 и 3 получены при умножении СРЧ на ВФ Блэкмана.

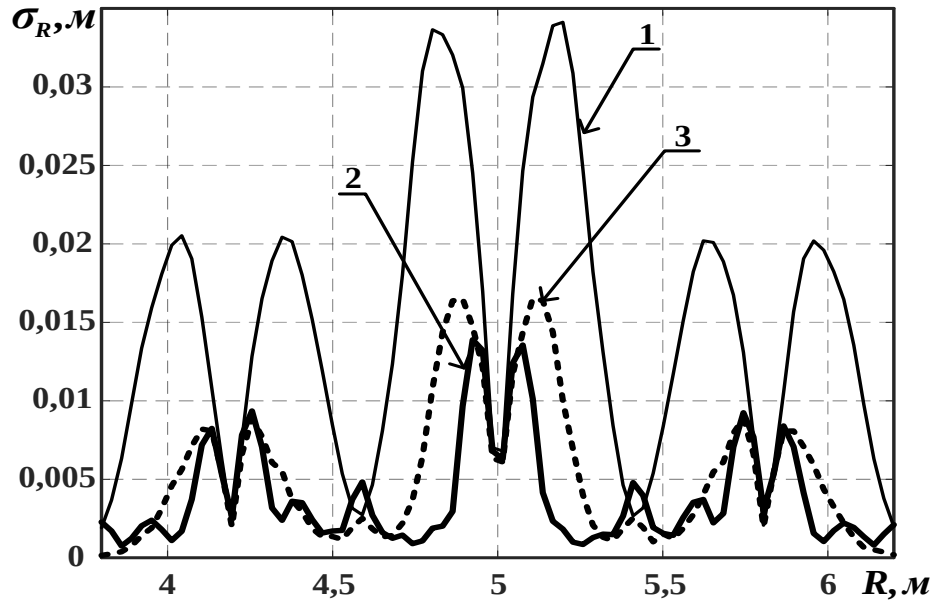


Рисунок 3.3 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при наличии трех мешающих отражений

Анализ рисунка 3.3 показывает, что варьирование несущей частоты позволяет уменьшить СКО измерения примерно в 2 раза, а также размер зоны повышенной погрешности снижается примерно в 2-3 раза.

Графики, приведенные на рисунке 3.3, получены при наличии трех МО. Однако расстояние между ними превышает величину разрешения ЧМ дальномера. Считаться приходится только с взаимной энергией сигнала и МО, находящимся на расстоянии от него меньшем, чем разрешение дальномера. Поэтому, несмотря на несколько МО, для нахождения оптимальной несущей частоты достаточно использовать выражение (3.8).

Рассмотрим случай, когда помехи расположены близко друг к другу. Учитывая формулы (3.2, 3.5) ясно, что найти ту частоту, на которой при наличии нескольких МО полезный сигнал будет ортогонален со всеми помеховыми сигналами, не представляется возможным. Использование соотношения (3.8) для

нахождения оптимальной несущей частоты приводит к результатам, показанным на рисунке 3.4. Графики получены при следующих условиях. МО расположены на расстояниях 4,7 м, 5 м и 5,3 м, то есть в зоне влияния их друг на друга. Остальные условия соответствуют рисунку 3.3. График 1 означает СКО измерения расстояния с помощью алгоритма (1.13) без варьирования. Графики 2 и 3 – при варьировании несущей частоты. Графики 1 и 3 получены при умножении СРЧ на ВФ Блэкмана.

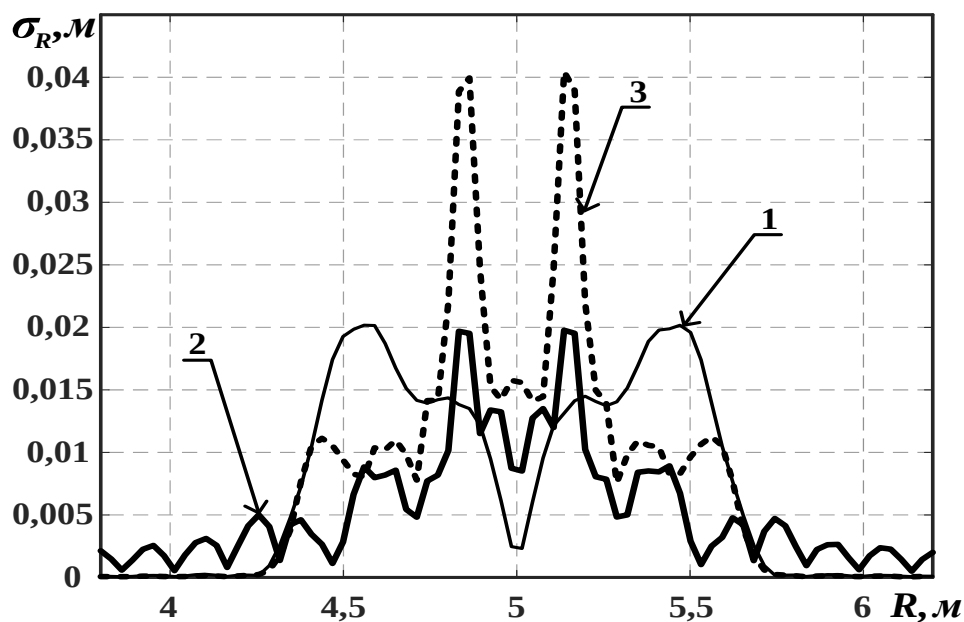


Рисунок 3.4 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при наличии трех МО, расположенных в зоне взаимного влияния

Из рисунка 3.4 следует, что на интервале расстояний $R = 4,7 - 5,3$ м погрешность измерения расстояния при варьировании несущей частоты увеличивается. Это увеличение объясняется неточностью определения оптимальной частоты, поскольку условия (3.9, 3.10) не выполняются. Поэтому при наличии нескольких МО использование алгоритма с варьированием несущей частоты нецелесообразно.

Также из рисунков 3.2-3.4 следует, что применение ВФ к СРЧ несколько увеличивает погрешность измерения. Однако необходимо учитывать, что без использования ВФ могут возникать аномальные ошибки измерения, вызванные взаимодействием основных и боковых лепестков спектров сигнала и помехи.

Ниже приведены результаты моделирования с учетом влияния белого нормального шума и ПАМ.

На рисунке 3.5 показаны типичные СКО оценки расстояния для различных отношений сигнал-шум. Условия проведения моделирования соответствуют рисунку 3.2. Графики 1-4 означают соответственно СКО оценки расстояния при отношении сигнал-шум $q_{c-ш} = 40$ дБ, $q_{c-ш} = 30$ дБ, $q_{c-ш} = 20$ дБ и $q_{c-ш} = 10$ дБ.

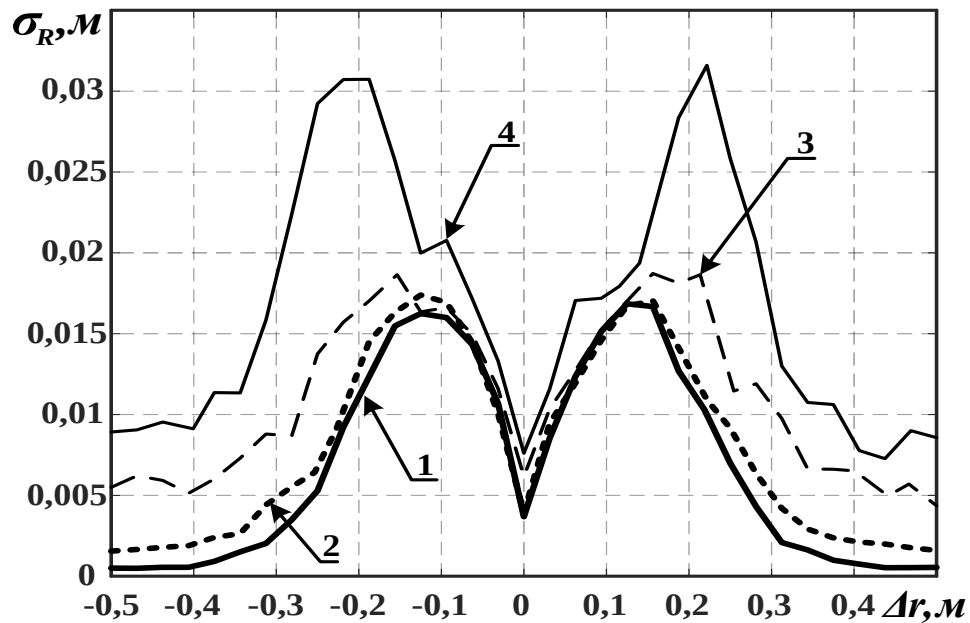


Рисунок 3.5 – Типичные среднеквадратические ошибки измерения расстояния при различных отношениях сигнал-шум

Из анализа рисунка 3.5 видно, что при снижении отношения сигнал-шум погрешность измерения увеличивается. Такое увеличение объясняется как неточностью нахождения оптимальной несущей частоты при наличии шума, так и смещением максимальной спектральной составляющей при использовании (1.13).

На рисунке 3.6 приведены СКО измерения расстояний с учетом ПАМ. Отношение сигнал-помеха равно 10 дБ, а отношение сигнал-шум равно 60 дБ. Остальные условия проведения моделирования остались без изменений. Графики 1, 2 и 3 соответствуют СКО измерения расстояний с учетом ПАМ при $\mu = 0,1$, $\mu = 0,5$ и $\mu = 0,8$.

Как видно из рисунка 3.6, что наличие ПАМ приводит к увеличению

погрешности измерения. При коэффициенте $\mu > 0,5$ влияние ПАМ существенно.

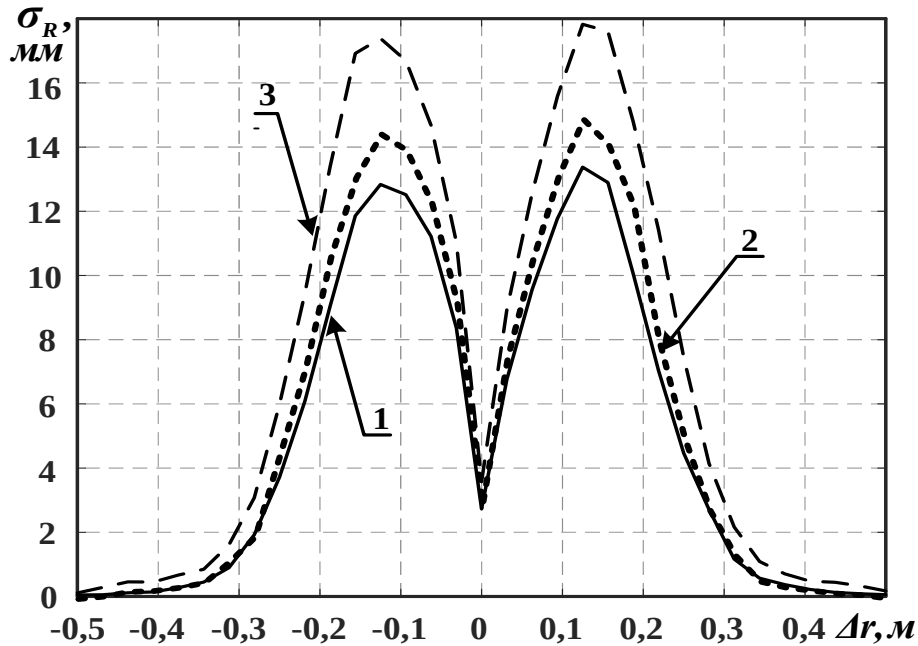


Рисунок 3.6 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при различных значениях паразитной амплитудной модуляции

На практике часто возникает необходимость измерения таких расстояний, при которых СРЧ представляется реализацией с малым числом периодов (начиная с одного периода). В этом случае погрешность измерения возникает из-за влияния спектральной плотности СРЧ, вычисленной на отрицательных частотах. Известно [41], что спектральную плотность мощности $G(\omega)$ СРЧ можно представить в виде

$$G(\omega) = |S_+(j\omega)|^2 + |S_-(j\omega)|^2 + 2\text{Re}[S_+(j\omega)S_-^*(j\omega)], \quad (3.12)$$

где $S_+(j\omega)$, $S_-(j\omega)$ – соответственно спектральные плотности СРЧ на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$, вычисленные на положительных и отрицательных частотах; $\omega_c = 4\Delta\omega_d R / T_{\text{мод}}$ – разностная частота; * – знак комплексного сопряжения.

Проводя необходимые операции, получим взаимную спектральную плотность в виде

$$2\text{Re}[S_+(j\omega)S_-^*(j\omega)] = 2S_c^2 \cos \left[2 \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2} \right) \frac{2R}{c} + 2\varphi_c \right] \frac{\sin[(\omega + \omega_c)T_{\text{мод}}/4]}{(\omega + \omega_c)} \frac{\sin[(\omega - \omega_c)T_{\text{мод}}/4]}{(\omega - \omega_c)}. \quad (3.13)$$

Из (3.13) следует, что для обеспечения ортогональности спектральных плотностей $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$, необходимо выполнить следующее условие [16, 87]

$$\cos\left[2\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2}\right)\frac{2R}{c} + 2\varphi_c\right] = 0. \quad (3.14)$$

Это условие выполняется тогда, когда $2(\omega_0 + \Delta\omega_d/2)2R/c + 2\varphi_c = (2k+1)\pi/2$. При фиксированных значениях параметров $\Delta\omega_d$, R и φ_c условие (3.14) будет выполняться путем варьирования несущей частоты ω_0 . Поскольку взаимная спектральная плотность $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$ имеет колебательный характер, оптимальная частота ω_{opt} будет определяться в соответствии с формулой (3.8). В этом случае анализируя выражение (3.14) с учетом (3.9), получим условие, необходимое для точного определения значений ω_1 и ω_2 , то есть значения ω_{opt} в соответствии с (3.8). Для точного определения значения ω_{opt} необходимо выполнить условие

$$4\Delta\omega R/c \geq 3\pi/2. \quad (3.15)$$

Результаты моделирования приведены на рисунке 3.7.

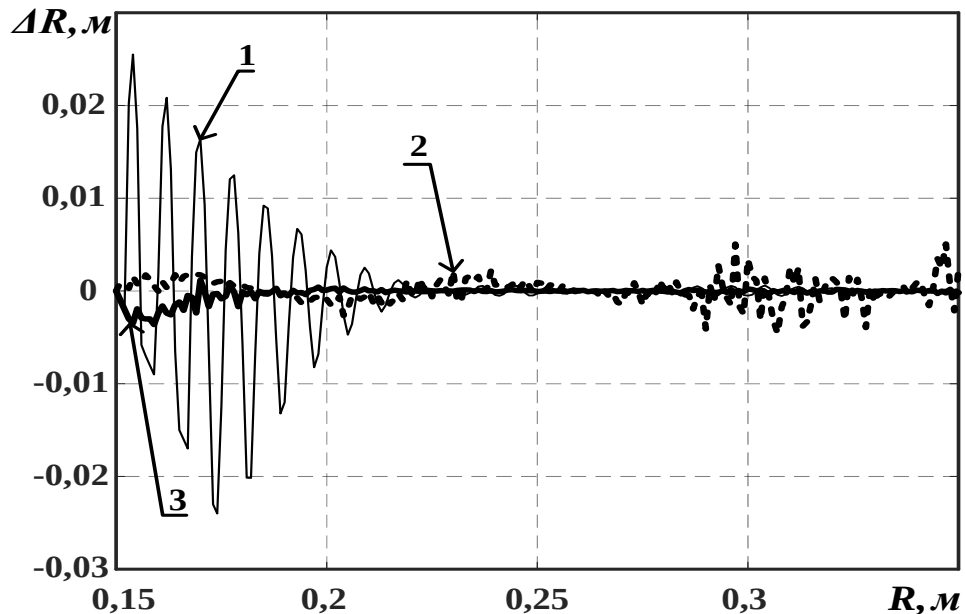


Рисунок 3.7 – Мгновенные погрешности измерения малых расстояний

Условия проведения моделирования: несущая частота 10 ГГц, диапазон перестройки несущей частоты 1 ГГц, диапазон варьирования несущей

частоты 1 ГГц. Отношение сигнал-шум равно 60 дБ. График 1 получен с помощью алгоритма (1.13) без варьирования частоты. Графики 2, 3 получены при варьировании несущей частоты. Графики 1 и 3 получены с использованием ВФ Блэкмана.

Анализ рисунка 3.7 показывает, что варьирование несущей частоты позволяет значительно уменьшить погрешность измерения малых расстояний. При этом в графике 2 имеются места, где наблюдаются повышенные погрешности измерения. Такие ошибки возникают из-за влияния боковых лепестков спектральных плотностей СРЧ. Устранение этих выбросов достигается за счет использования ВФ.

Необходимо отметить, что результаты, приведенные на рисунке 3.7, получены при достаточно большом отношении сигнал-шум.

На рисунке 3.8 показаны СКО измерения малых расстояний для различных отношений сигнал-шум. Графики 1, 2, 3 и 4 получены соответственно при $q_{с-ш} = 40$ дБ, $q_{с-ш} = 30$ дБ, $q_{с-ш} = 20$ дБ и $q_{с-ш} = 10$ дБ.

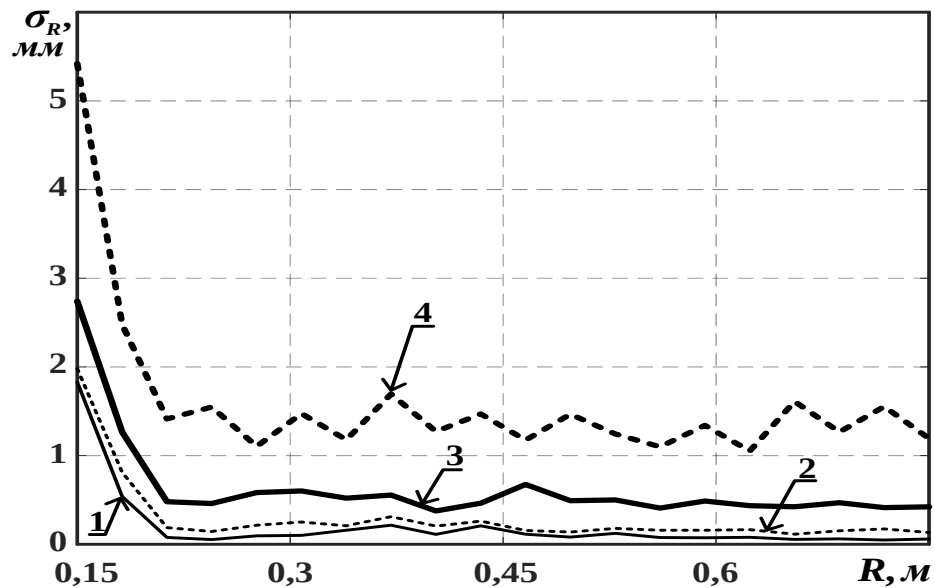


Рисунок 3.8 – Среднеквадратические ошибки измерения малых расстояний при различных отношениях сигнал-шум

Из рисунка 3.8 следует, что влияние шума приводит к существенному увеличению погрешности измерения. Это объясняется тем, что влияние шума приводит к неточному определению той несущей частоты, на которой

спектральные плотности, вычисленные на положительных и отрицательных частотах, не влияют друг на друга. Поэтому при измерении малых расстояний необходимо обеспечить отношение сигнал-шум порядка 40 дБ.

На рисунке 3.9 показаны СКО измерения малых расстояний при наличии различной ПАМ. Отношение сигнал-шум равно $q_{с-ш} = 60$ дБ. Графики 1, 2 и 3 соответствуют СКО измерения малых расстояний при $\mu = 0,1$, $\mu = 0,5$ и $\mu = 0,8$. Наличие ПАМ приводит к дополнительной ошибке определения оптимальной несущей частоты, и к увеличению погрешности измерения расстояния. При $\mu > 0,5$ влияние ПАМ становится более заметным.

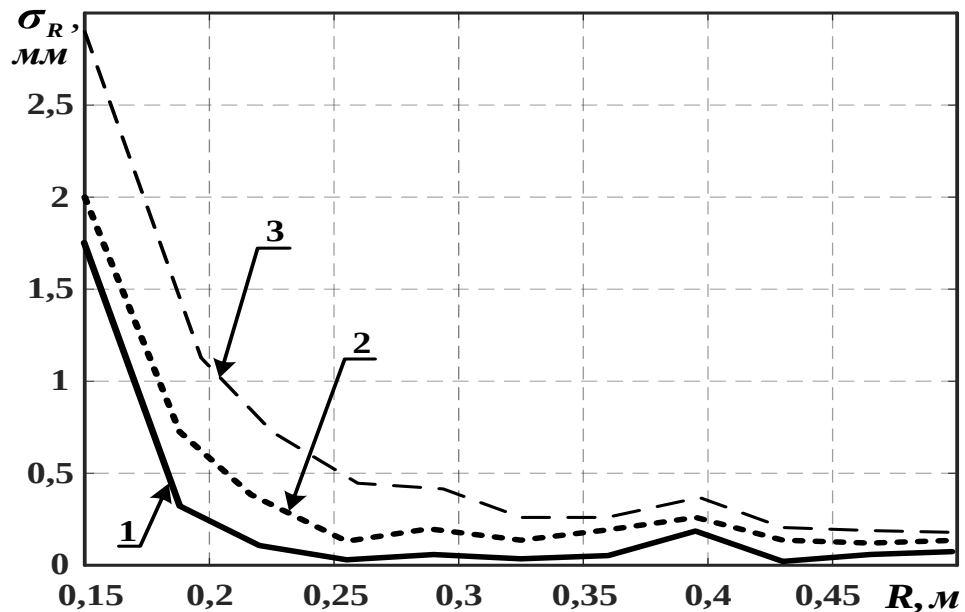


Рисунок 3.9 – Среднеквадратические ошибки измерения малых расстояний при наличии паразитной амплитудной модуляции

При измерении расстояния с помощью варьирования несущей частоты для нахождения минимального значения взаимной энергии необходимо принимать меры для уменьшения ПАМ.

3.3 Алгоритм оценки частоты сигнала на выходе смесителя дальномера при варьировании начальной фазы при наличии мешающих отражений

Недостатком алгоритма уменьшения влияния МО варьированием несущей частоты является усложнение высокочастотной части передатчика ЧМ

дальномера. Более простой аппаратной реализацией является варьирование начальной фазы СРЧ. Из (3.4), (3.5) следует, что, варьируя начальную фазу, можно обеспечить равенство нулю взаимной энергии полезного сигнала и МО.

Полагая, что интервал дискретизации равен единице, представим СРЧ в дискретном виде

$$y(k) = S_c \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c \right] + \sum_{l=1}^L S_{nl} \cos \left[\omega_0 \frac{2R_{nl}}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R_{nl}}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_{nl} \right], \quad (3.16)$$

где $k=1, 2, \dots, N$ – порядковый номер отсчетов СРЧ; N – общее число отсчетов СРЧ.

Ограниваясь влиянием одного МО, представим взаимную энергию полезного сигнала и МО в виде

$$E_{cn} = \sum_{k=1}^N \left\{ 2S_c \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c \right] S_n \cos \left[\omega_0 \frac{2R_n}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R_n}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_n \right] \right\}. \quad (3.17)$$

Проводя необходимые операции, получим

$$E_{cn} = E_1 + E_2, \quad (3.18)$$

где энергии

$$E_1 = S_c S_n \sum_{k=1}^N \cos \left[\omega_0 \frac{2(R+R_n)}{c} + \frac{4\Delta\omega_d (R+R_n)}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c + \varphi_n \right], \quad (3.19)$$

$$E_2 = S_c S_n \sum_{k=1}^N \cos \left[\omega_0 \frac{2(R-R_n)}{c} + \frac{4\Delta\omega_d (R-R_n)}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c - \varphi_n \right]. \quad (3.20)$$

Из (3.19-3.20) видно, что для достаточно больших относительных частот при большом числе N величина E_1 будет намного меньше значений величины E_2 . Поэтому взаимная энергия сигнала разностной частоты E_{cn} будет приблизительно равна величине E_2 , то есть

$$E_{cn} \approx S_c S_n \sum_{k=1}^N \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} - \omega_0 \frac{2R_n}{c} + \frac{4\Delta\omega_d (R-R_n)}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c - \varphi_n \right]. \quad (3.21)$$

Согласно (3.16) взаимная энергия (3.21) зависит от начальных фаз полезного сигнала и сигнала, соответствующему МО. При сдвиге СРЧ во времени взаимная энергия будет изменяться. Запишем взаимную энергию как функцию от сдвига

сигнала во времени. При сдвиге СРЧ «вправо» на i отсчетов взаимная энергия E_{cn} определится так

$$E_{cn}(i) \approx S_c S_n \sum_{k=i+1}^{N+i} \cos \left[\omega_0 \frac{2R}{c} - \omega_0 \frac{2R_n}{c} + \frac{4\Delta\omega_d(R-R_n)}{c} \frac{k-1}{N} + \varphi_c - \varphi_n \right]. \quad (3.22)$$

Проводя преобразования, из (3.22), получим [99], что

$$E_{cn}(i) \approx S_c S_n \cos \left[2\omega_0 \frac{(R-R_n)}{c} + \frac{4\Delta\omega_d(R-R_n)}{cN} i + \frac{2\Delta\omega_d(R-R_n)}{c} \frac{N-1}{N} + \varphi_c - \varphi_n \right] \frac{\sin \left[\frac{2\Delta\omega_d(R-R_n)}{c} \right]}{\sin \left[\frac{2\Delta\omega_d(R-R_n)}{cN} \right]}. \quad (3.23)$$

В том случае, когда число отсчетов N достаточно большое, функцию $E_{cn}(i)$ можно представить в виде

$$E_{cn}(i) \approx S_c S_n N \cos \left[2\omega_0 \frac{(R-R_n)}{c} + \frac{4\Delta\omega_d(R-R_n)}{cN} i + \frac{2\Delta\omega_d(R-R_n)}{c} + \varphi_c - \varphi_n \right] \frac{\sin \left[\frac{2\Delta\omega_d(R-R_n)}{c} \right]}{2\Delta\omega_d(R-R_n)/c}. \quad (3.24)$$

Из выражения (3.24) следует, что при фиксированных значениях всех параметров СРЧ взаимная энергия E_{cn} как функция от i будет иметь колебательный характер и периодически будет переходить через нулевую точку.

На рисунке 3.10 приведены графики взаимной энергии.

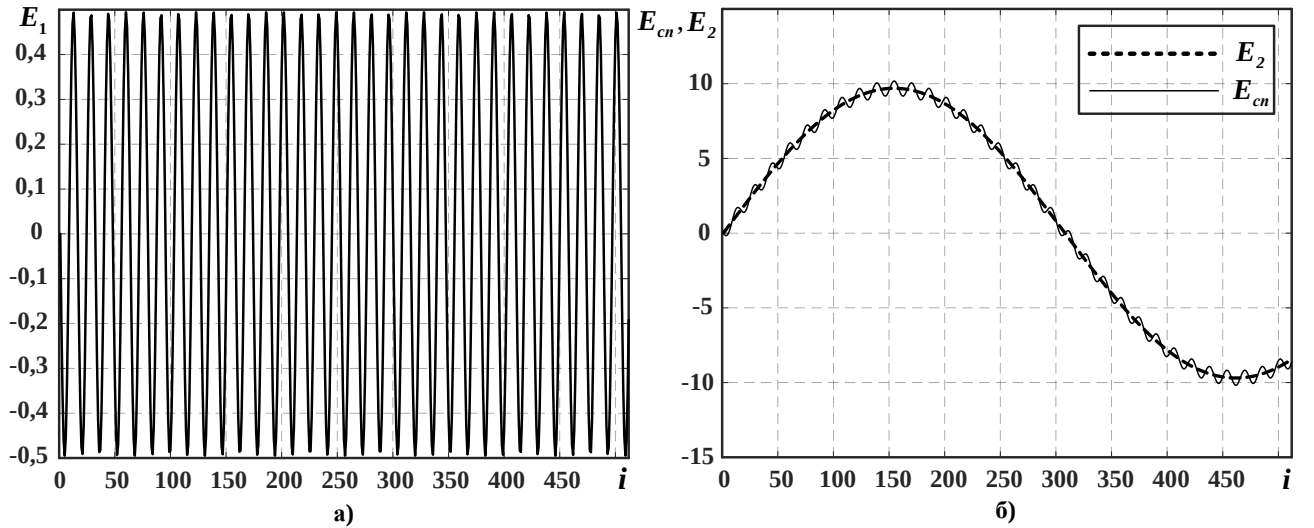


Рисунок 3.10 – Типичный график взаимной энергии полезного сигнала и помехи в зависимости от числа сдвига

Несущая частота и диапазон перестройки несущего колебания соответственно равны 10 ГГц и 1 ГГц. Общее число отсчетов составляло

величину 1024. Сдвигались во времени первые 512 отсчетов. Величина сдвига i изменяется в пределах $[0, 511]$. Отношение сигнал-помеха равно $q_{c-n} = 6$ дБ. Полезная отражающая поверхность и МО соответственно расположены на расстояниях $R = 4,5$ м, $R_n = 5$ м.

На рисунке 3.10а показано поведение функции (3.19). На рисунке 3.10б показано поведение взаимной энергии и функции (3.20). Из рисунков следует, функция (3.20) намного больше функции (3.19) и для определения взаимной энергии достаточно использовать только ее.

Поскольку функция E_{cn} имеет колебательный характер, оптимальное значение i_{opt} будет определяться так

$$i_{opt} = (i_1 + i_2) / 2, \quad (3.25)$$

где i_1, i_2 – числа сдвига отсчетов, при которых взаимная энергия полезного сигнала и помехи принимают максимальное и минимальное значения.

Последовательность действий при практической реализации этого алгоритма следующая [93].

Этап 1: СРЧ разбивается на два блока длиной M и $(N - M)$ отсчетов, как показано на рисунке 3.11. График получен при наличии одного МО с отношением сигнал-помеха $q_{c-n} = 6$ дБ. Общее число отсчетов СРЧ $N = 1024$.

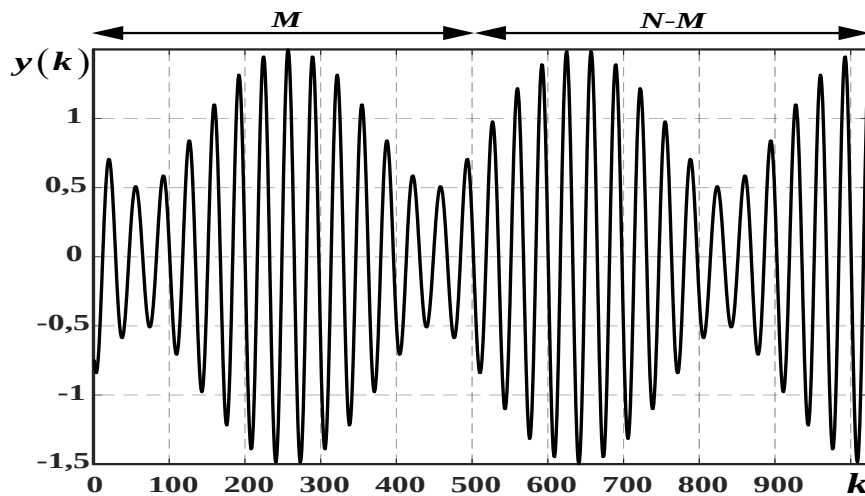


Рисунок 3.11 – Типичный график формы сигнала разностной частоты при наличии одного мешающего отражателя

Этап 2: вычисляется полная энергия $E_{CPЧ}$ СРЧ с использованием первого блока длиной M отсчетов, начиная с первого отсчета, то есть

$$E_{CPЧ} = \sum_{k=1}^M [y^2(k)] = \sum_{k=1}^M [s_c^2(k) + s_n^2(k) + 2s_c(k)s_n(k)] = E_c + E_n + E_{cn}, \quad (3.26)$$

где $s_c(k)$, $s_n(k)$ – соответственно полезный сигнал и сигнал, отраженный от МО представленные в дискретном виде.

Этап 3: отсчеты первого блока сдвигаются «вправо» на 1, 2, 3, ... отсчета. Недостающие отсчеты берутся из второго блока СРЧ. В результате будет вычислена энергия сигнала как функция числа i , то есть

$$E_{CPЧ}(i) = \sum_{k=i+1}^{M+i} [y^2(k)], i=1, 2, \dots, N-M. \quad (3.27)$$

Для больших относительных частот энергии полезного сигнала E_c и помехи E_n можно считать постоянными. Поэтому колебательный характер полной энергии $E_{CPЧ}$ СРЧ будет пропорционален колебательному характеру взаимной энергии E_{cn} . При этом функцию $E_{cn}(i)$ можно представить в виде [99]

$$E_{cn}(i) \approx S_c S_n \cos \left[2\omega_0 \frac{(R-R_n)}{c} + \frac{4\Delta\omega_d (R-R_n)}{cN} i + \frac{2\Delta\omega_d (R-R_n)}{c} \frac{M-1}{N} + \varphi_c - \varphi_n \right] \times \\ \times \frac{\sin[2\Delta\omega_d (R-R_n)M/cN]}{\sin[2\Delta\omega_d (R-R_n)/cN]}. \quad (3.28)$$

Этап 4: определение чисел i_1 и i_2 , при которых полная энергия $E_{CPЧ}$ СРЧ достигает максимального и минимального значений.

Этап 5: определение оптимального значения отсчета i_{opt} , определяемого в соответствии с формулой (3.25).

Этап 6: вычисляется оценка частоты $\hat{\omega}_c$ по положению максимальной спектральной составляющей спектральной плотности СРЧ. Затем вычисляется оценка расстояния до отражающей поверхности.

Необходимо отметить, что указанные выше операции должны производиться при каждом измерении, поскольку, как выше отмечено, полная

энергия СРЧ зависит от расстояния.

Очевидно, что данный алгоритм оценки расстояния по сравнению с алгоритмом, основанным на варьировании несущей частоты передатчика, намного более просто реализуется на практике, поскольку все необходимые вычисления осуществляются программно. Однако при использовании данного алгоритма остается ряд недостатков.

1. Значение диапазона перестройки несущей частоты $\Delta\omega_d$ для расчета расстояния уменьшаются пропорционально уменьшению числа обрабатываемых отсчетов СРЧ. Диапазон перестройки частоты $\Delta\omega_d$ снижается в N/M раз. Такое уменьшение приводит к увеличению максимальной погрешности и зоны повышенной погрешности. Поэтому необходимо обеспечить по возможности максимальное соотношение M/N . То есть на этапе 3 вычисления энергии $E_{срч}$ со сдвигом отсчетов должно закончиться тогда, когда возникают один максимум и один минимум.

2. Вторым недостатком тот же самый, как и при использовании варьирования несущей частоты – необходимо обеспечить изменение фазы полной энергии СРЧ в пределах $3\pi/2$. Только при таком условии «проявятся» значения i_1 , i_2 и будет возможно определить i_{opt} . При невыполнении этого условия будут возникать ошибки измерения расстояния под воздействием помехи. Из (3.24) видно, что при больших расстояниях между полезной отражающей поверхностью и МО указанное требование легко выполняется. Однако при уменьшении расстояния между ними требуется увеличение диапазона варьирования начальной фазы СРЧ, то есть уменьшение числа обрабатываемых отсчетов СРЧ M . При этом минимальное расстояние Δl между отражающей поверхностью и помехой, при котором возможно определить числа i_1 и i_2 , будет определяться так:

$$\Delta l \geq \frac{3\pi c}{4\Delta\omega_d} \frac{N}{N-M}. \quad (3.29)$$

Из выражения (3.29) вытекает следующее. Величину Δl можно уменьшить за счет увеличения значения $\Delta\omega_d$. Однако такое увеличение ограничивается

техническими возможностями. Поэтому на практике для снижения Δl необходимо снижать величину отношения $N/(N-M)$, или, что то же самое, уменьшать величину отношения M/N .

Поэтому на практике при измерении больших расстояний для оптимального подхода необходимо выбирать соотношение $M/N=0,5$, то есть на первом этапе СРЧ разбивается на два блока с одинаковой длиной отсчетов. В этом случае для современных ЧМ дальномеров сантиметрового диапазона ($\Delta\omega_d=1$ ГГц) минимальное расстояние между отражающей поверхностью и помехой, где наблюдается полная компенсация помехи с помощью варьирования начальной фазы СРЧ, будет составлять величину 0,225 м. Эти расстояние по сравнению с расстоянием ($\Delta l=0,112$ м) при варьировании несущей частоты увеличиваются. Однако необходимо учитывать, что реализовать алгоритм, основанный на варьировании начальной фазы, очень просто.

Результаты моделирования показаны на рисунке 3.12.

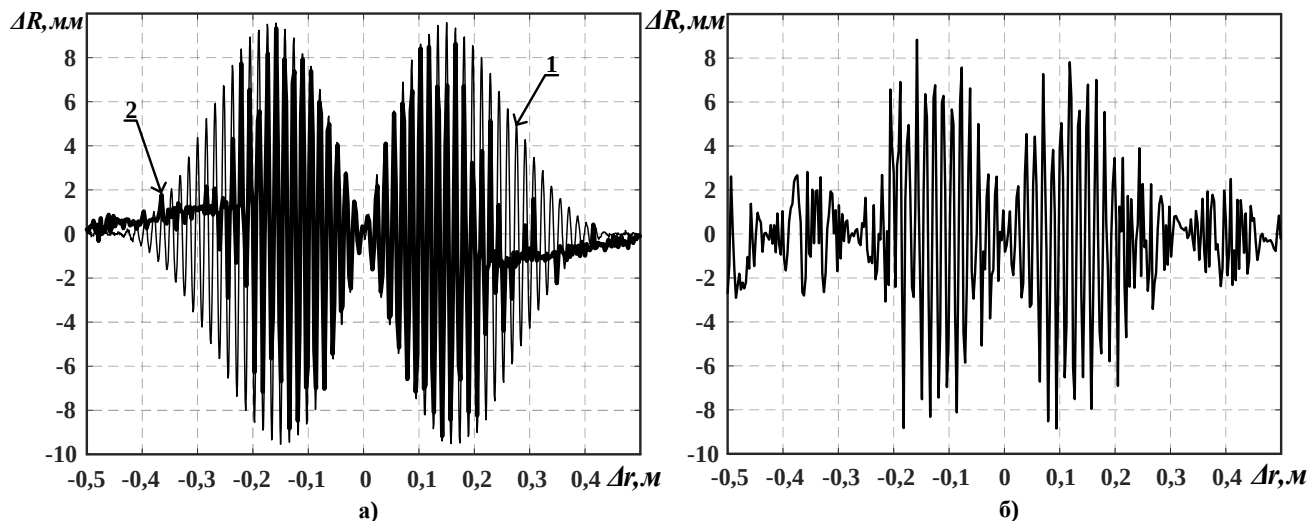


Рисунок 3.12 – Мгновенные погрешности измерения расстояния
при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = 20$ дБ

График 1 получен с помощью алгоритма (1.13) без варьирования. График 2 и график, приведенный на рисунке 3.12б, получены при варьировании начальной фазы. Графики 1, 2 получены с использованием ВФ Блэкмана. Несущая частота, диапазон перестройки несущего колебания соответственно равны 10 ГГц и 1 ГГц.

Отношение сигнал-шум равно 60 дБ. Отношение сигнал-помеха составляет $q_{c-n} = 20$ дБ. Общее число отсчетов $N = 1024$. Число обрабатываемых отсчетов $M = 512$.

Анализ рисунка 3.12 показывает, что в целом интервал расстояний, где наблюдается повышенная погрешность из-за воздействия МО, уменьшается примерно в 2 раза, а максимальная погрешность снижается.

Из рисунка 3.12б видно, что при расстоянии между полезным отражателем и МО при $\Delta r < 0,23$ м наблюдается повышенная погрешность. Такая погрешность возникает из-за неточности определения оптимального значения i_{onm} . Отметим, что эти результаты совпали с результатами расчетов с использованием (3.29). При $\Delta r < 0,23$ м появление погрешности измерения объясняется воздействием боковых лепестков. Уменьшить такое влияние можно за счет применения ВФ, как показано на графике 2. Однако использование ВФ приводит к увеличению погрешности. Из графика 2 видно, что при расстояниях $\Delta r > 0,25$ м возникает повышенная погрешность. Возникновение такой ошибки объясняется двумя причинами. Во-первых, использование ВФ Блэкмана приводит к увеличению ошибки определения оптимального значения i_{onm} . Во-вторых, как отмечено выше, что уменьшение числа обрабатываемых отсчетов СРЧ эквивалентно уменьшению значения диапазона перестройки несущей частоты, что приводит к увеличению погрешности измерения. Такое увеличение погрешности будет более заметным при уменьшении отношения сигнал-помеха, как показано на рисунке 3.13.

На рисунке 3.13 показаны СКО измерения расстояния при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = 6$ дБ. Остальные условия проведения моделирования остались без изменений. График 1 получен с помощью алгоритма (1.13) без варьирования фазы. Графики 2, 3 получены при варьировании начальной фазы. Графики 1, 3 получены при умножении СРЧ на ВФ Блэкмана.

Из анализа рисунка 3.13 следует, что варьирование начальной фазы с использованием ВФ Блэкмана не дает выигрыша. Зона повышенной погрешности из-за влияния МО увеличивается в 2 раза. Существенный выигрыш дается при

варьировании начальной фазы без применения ВФ. Однако без нее при малом отношении сигнал-помеха в графике погрешности могут возникать аномальные ошибки, обусловленные воздействием боковых лепестков МО.

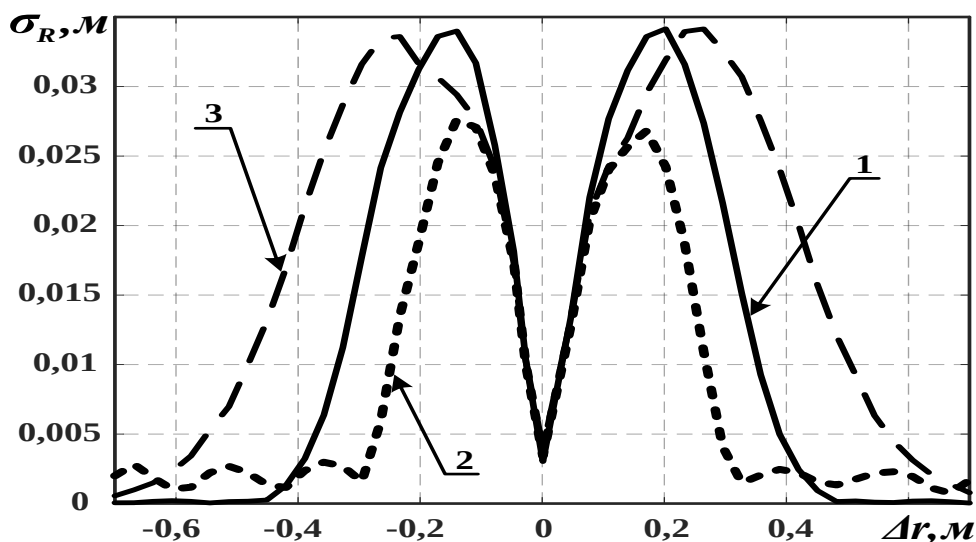


Рисунок 3.13 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = 6$ дБ

На рисунке 3.14 приведены мгновенные погрешности измерения расстояния при варьировании начальной фазы. Отношение сигнал-помеха $q_{c-n} = 2$ дБ. Остальные условия проведения моделирования соответствуют рисунку 3.12. График 1 получен с использованием ВФ Блэкмана.

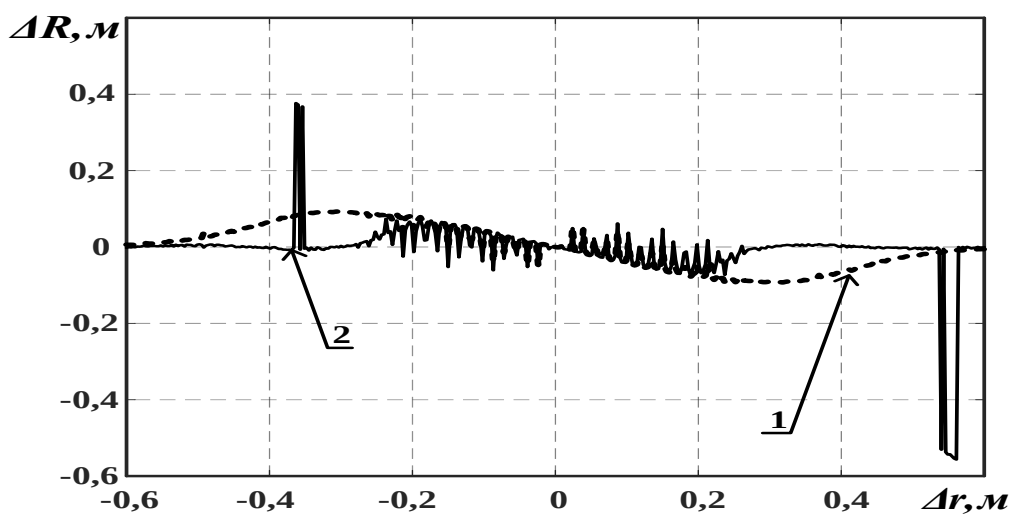


Рисунок 3.14 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = 2$ дБ

Как видно из рисунка 3.14, в графике 2 имеются точки, в которых возникают аномальные ошибки. Это происходит потому, что из-за взаимодействия боковых лепестков спектров полезного сигнала и МО максимальная спектральная составляющая СРЧ будет соответствовать помехе.

Поэтому возникает задача нахождения такой ВФ, которая будет подавлять боковые лепестки спектра при минимальном расширении ширины главного лепестка. Выбор такой ВФ рассмотрен в следующем параграфе.

Как выше отмечено, что при работе дальномера очень часто приходится измерять малые расстояния. В этом случае помехой является спектральная плотность СРЧ, вычисленная на отрицательных частотах, – своеобразная помеха, от которой невозможно избавиться. Рассмотрим качество алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы, при измерении малых расстояний.

Для любого сигнала спектральные плотности мощности можно представить в следующем виде [41]

$$G(n) = \frac{1}{N} |S_+(n)|^2 + \frac{1}{N} |S_-(n)|^2 + \frac{2}{N} \operatorname{Re}\{S_+(n)S_-^*(n)\}, \quad (3.30)$$

где $S_+(n)$, $S_-(n)$ – соответственно спектральные плотности сигнала, вычисленные на положительных и отрицательных частотах, представленные в дискретном виде.

Представим взаимные спектральные плотности СРЧ, вычисленные на отрицательных и положительных частотах, в виде [99]

$$\begin{aligned} \frac{2}{N} \operatorname{Re}\{S_+(n)S_-^*(n)\} &= \frac{S_c^2}{2N} \cos\left(\omega_0 \frac{4R}{c} + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{N-1}{N} + 2\varphi_c\right) \times \\ &\times \frac{\sin\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)\right]} \times \frac{\sin\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)\right]}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Обозначим взаимную спектральную плотность как СРЧ $S_{12}(n)$. Если СРЧ сдвигает вправо на i отсчетов, то при фиксированном расстоянии функция $S_{12}(n, i)$ будет изменяться в зависимости от значения числа i , то есть [99]

$$S_{12}(n,i) = \frac{S_c^2}{2N} \cos\left(\omega_0 \frac{4R}{c} + \frac{8\Delta\omega_d R}{cN} i + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{N-1}{N} + 2\varphi_c\right) \times$$

$$\times \frac{\sin\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)\right]} \times \frac{\sin\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)\right]}. \quad (3.32)$$

Из (3.32) видно, что варьируя число сдвига отсчетов i , можно обеспечить ортогональность спектральных плотностей $S_+(n)$ и $S_-(n)$, то есть можно обеспечить равенство нулю функции $S_{12}(n,i)$. Для того, необходимо выполнить очевидное условие

$$\cos\left(\omega_0 \frac{4R}{c} + \frac{8\Delta\omega_d R}{cN} i + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{N-1}{N} + 2\varphi_c\right) = 0. \quad (3.33)$$

Условие (3.33) является основным для компенсации влияния спектральных плотностей, вычислительных на отрицательных частотах, с помощью варьирования начальной фазы. Поскольку взаимная спектральная плотность имеет колебательный характер, необходимо найти значения i_1 и i_2 , в которых функция $S_{12}(n,i)$ принимает максимальное и минимальное значения. При этом оптимальное число i_{opt} сдвига отсчетов, в котором значение функции $S_{12}(n,i)$ равно нулю, будет определяться в соответствии с формулой (3.25).

Условие (3.33) должно выполняться при каждом измерении расстояния, поскольку взаимные спектральные плотности, вычислительные на отрицательных и положительных частотах, зависят от расстояния, то есть от фазы колебаний.

Процедура реализации алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы СРЧ для малых и больших расстояний одинакова. Вначале требуется разбить СРЧ на два блока длиной M и $(N - M)$ отсчётов. Затем необходимо вычислить энергию СРЧ длиной M отсчётов. Поскольку число обрабатываемых отсчётов уменьшается до значения M , взаимные спектральные плотности $S_{12}(n,i)$ перепишем в виде [99]:

$$S_{12}(n,i) = \frac{S_c^2}{2N} \cos\left(\omega_0 \frac{4R}{c} + \frac{8\Delta\omega_d R}{cN} i + \frac{4\Delta\omega_d R}{c} \frac{M-1}{N} + 2\varphi_c\right) \times$$

$$\times \frac{\sin\left[\frac{M}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)\right]}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} - \pi n\right)\right]} \times \frac{\sin\left[\frac{M}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)\right]}{\sin\left[\frac{1}{N}\left(\frac{2\Delta\omega_d R}{c} + \pi n\right)\right]}. \quad (3.34)$$

Анализ выражения (3.34) приводит к следующим выводам. Колебательный характер функции $S_{12}(n,i)$ при уменьшении длительности СРЧ не изменяется, то есть функция $S_{12}(n,i)$ периодически проходит через точки с нулевым значением. Следовательно, можно обеспечить ортогональность спектральных плотностей, вычисленных на положительных и отрицательных частотах, путем изменения параметра i . Оптимальное значение сдвига i_{opt} определяется в соответствии с выражением (3.25). Для этого необходимо точно найти значения i_1 и i_2 , при которых функция $S_{12}(n,i)$ достигает минимального и максимального значений. Такое требование выполняется только в случае, когда изменение фазы функции $S_{12}(n,i)$ составляет не менее $3\pi/2$, то есть:

$$\frac{8\Delta\omega_d R}{c} \frac{N-M}{N} \geq \frac{3\pi}{2}. \quad (3.35)$$

Из (3.35) следует, что значение M должно выбираться по возможности максимальным, так как алгоритм, основанный на варьировании начальной фазы, должен обеспечивать возможность измерения минимально возможного расстояния до отражающей поверхности.

На рисунке 3.15 представлены графики мгновенных погрешностей измерения малых расстояний, полученные в результате моделирования при следующих условиях: несущая частота $\omega_0 = 10$ ГГц, диапазон перестройки частоты передатчика $\Delta\omega_d = 1$ ГГц. Отношение сигнал-шум равно 60 дБ. Соотношение $M/N = 0,7$. График 1 построен с использованием алгоритма (1.13) с применением ВФ Блэкмана. График 2 получен при варьировании начальной фазы с использованием той же ВФ Блэкмана. Моделирование проводилось без учёта влияния ПАМ.

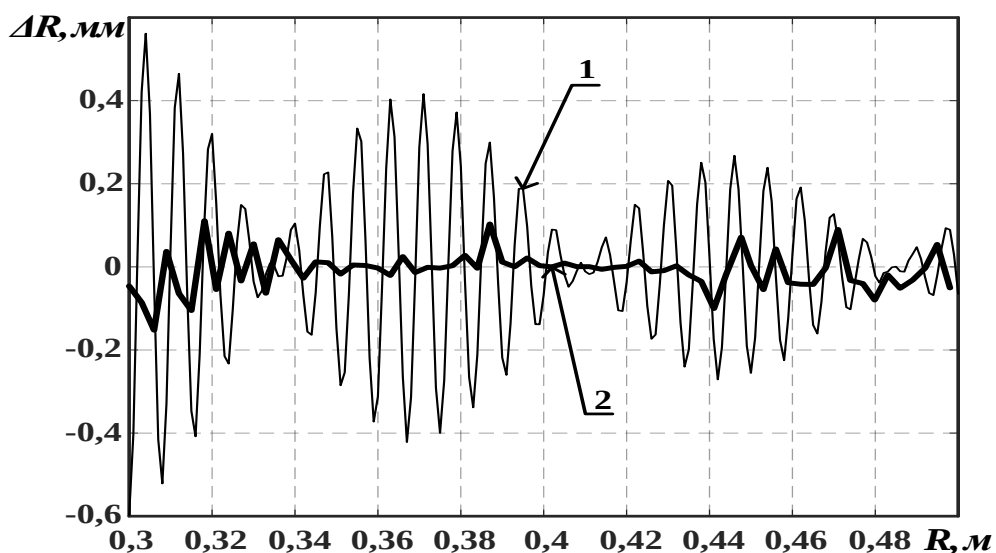


Рисунок 3.15 – Мгновенные погрешности измерения малых расстояний
при варьировании начальной фазы

Из анализа рисунка 3.15 видно, что варьирование начальной фазы позволяет уменьшить в 2-5 раза погрешность измерения малых расстояний по сравнению с результатами, получаемыми с помощью алгоритма (1.13).

Проведен анализ влияния ПАМ на погрешность измерения малых расстояний при варьировании начальной фазы. Результаты моделирования приведены на рисунке 3.16.

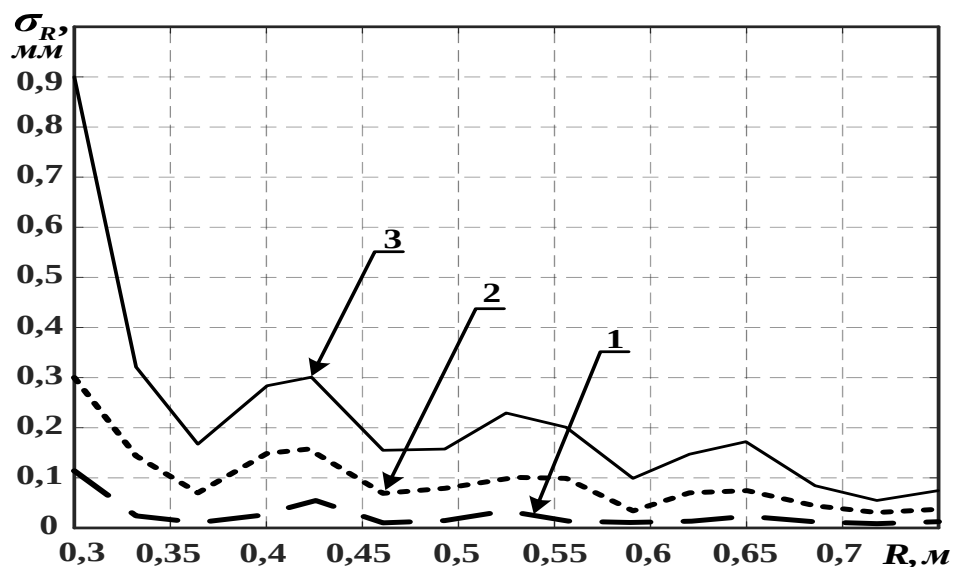


Рисунок 3.16 – Среднеквадратические ошибки измерения малых расстояний
для различной паразитной амплитудной модуляции

Условия проведения моделирования соответствуют рисунку 3.15. Графики 1, 2 и 3 соответствуют СКО измерения малых расстояний при $\mu = 0,1$, $\mu = 0,3$ и $\mu = 0,5$.

Анализ рисунка 3.16 показывает, что наличие ПАМ приводит к увеличению погрешности измерения малых расстояний. Такое увеличение становится более заметным при влиянии ПАМ с $\mu = 0,5$.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что ошибку измерения расстояния до отражающей поверхности можно уменьшить за счет варьирования начальной фазы. При этом существенный выигрыш при варьировании начальной фазы обеспечивается при измерении малых расстояний.

3.4 Выбор весовых функций

Выше отмечено [16, 89-92], что при измерении расстояния вблизи МО по максимуму спектральной составляющей спектра СРЧ могут возникать аномальные ошибки. Причина их появления – перераспределение энергии в спектре СРЧ, вызванное влиянием боковых лепестков спектра полезного сигнала и МО и их взаимного спектра. В результате максимальная спектральная составляющая может находиться в окрестностях спектра МО, а не окрестностях спектра полезного сигнала. Применение ВФ полностью исключает появление аномальных ошибок [14, 70]. Однако при этом расширяется основной лепесток спектра, что приводит к расширению зоны повышенной погрешности. При варьировании начальной фазы СРЧ влияние взаимной спектральной плотности минимизируется. Поэтому требования к ВФ могут быть снижены. Необходимо выбирать ВФ, которая обеспечивает подавление боковых лепестков при минимальном расширении ширины главного лепестка.

В [92] предложено использовать ВФ [70], общая формула которой может быть представлена в виде:

$$w(k) = \alpha - (1 - \alpha) \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{M} \right], \quad k = 1, 2, \dots, M, \quad (3.36)$$

где k – номер отсчета; M – общее число отсчетов; $0 \leq \alpha \leq 1$ – коэффициент ВФ.

Величина коэффициента α в общем случае должна определяться оптимальным образом, например, с использованием критерия минимизации среднеквадратичной погрешности, обусловленной влиянием шума и МО. Однако строгий выбор оптимального значения α сталкивается с существенными математическими трудностями. В связи с этим значение α было установлено эмпирически, на основе результатов моделирования. В результате проведенных многократных проверок величина коэффициента α была выбрана равной $\alpha = 0,75$.

Результаты моделирования приведены на рисунке 3.17. Условия проведения моделирования: $\omega_0 = 10 \text{ ГГц}$, $\Delta\omega_d = 1 \text{ ГГц}$. Отношения сигнал-шум, сигнал-помеха соответственно составляют 60 дБ, 6 дБ. График 1 получен с помощью алгоритма (1.13) с использованием ВФ Блэкмана. График 2 – при варьировании начальной фазы с использованием предлагаемой ВФ.

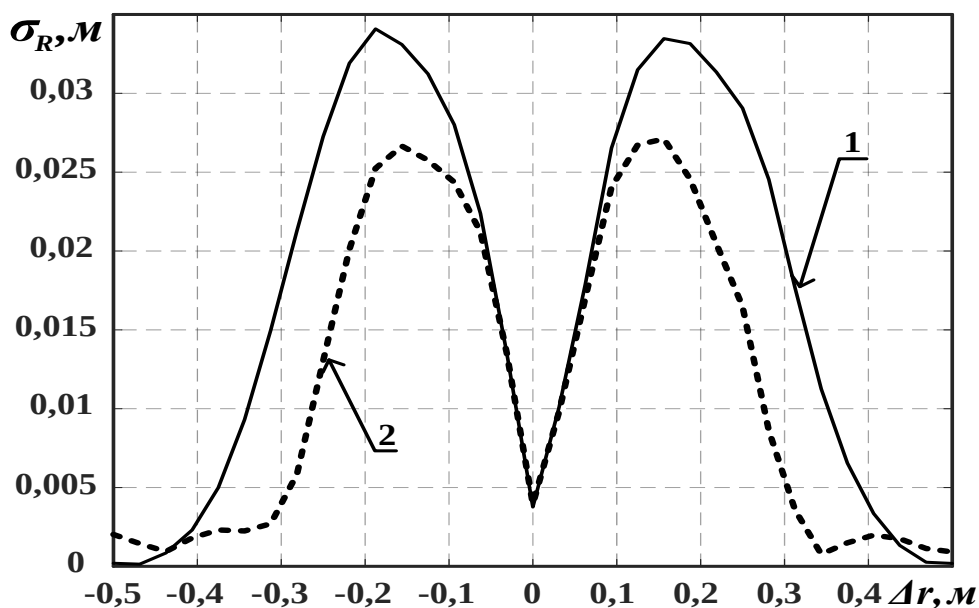


Рисунок 3.17 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при $q_{c-n} = 6 \text{ дБ}$

Из рисунка 3.17 следует, что варьирование начальной фазы с использованием ВФ (3.33) позволяет уменьшить погрешность измерения расстояния примерно в 1,5 раза.

На рисунке 3.18 показаны СКО измерения расстояния при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = 2 \text{ дБ}$. Условия проведения моделирования те же самые, что

при получении графиков, приведенных на рисунке 3.14. График 1 получен с помощью алгоритма (1.13) без варьирования фазы с ВФ Блэкмана. График 2 получен при варьировании начальной фазы с использованием ВФ (3.36). График 3 получен без варьирования начальной фазы и при использовании весовой функции (3.36).

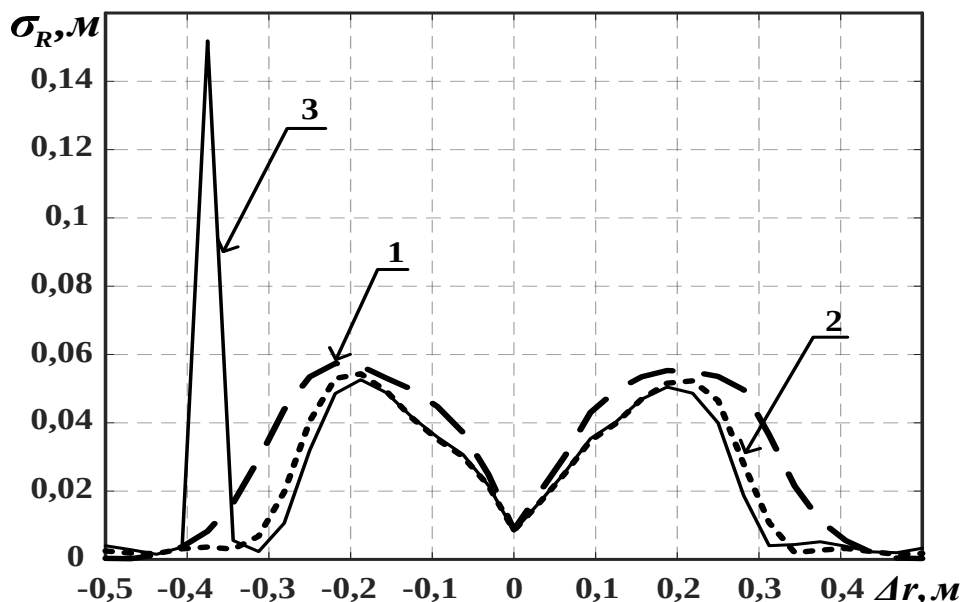


Рисунок 3.18 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния при использовании предлагаемой весовой функции для $q_{c-n} = 2$ дБ

Из рисунка 3.18 следует, что варьирование начальной фазы с использованием предлагаемой ВФ позволяет устранить аномальные ошибки, возникающие из-за воздействия боковых лепестков спектра сигнала, отраженного от МО. При этом максимальная погрешность измерения также уменьшается.

Полученные результаты позволяют делать вывод, что алгоритм, основанный на варьировании начальной фазы с использованием ВФ (3.36), позволяет не только уменьшить погрешность измерения расстояния, но и устранить аномальные ошибки из-за воздействия боковых лепестков.

Отметим, что выше результаты моделирования получены без учета влияния ПАМ. Наличие ПАМ приводит к дополнительной ошибке определения оптимальных начальных фаз, и как следствие, возникновения дополнительной ошибки измерения расстояния. На рисунке 3.19 приведены СКО измерения с

учетом ее влияния. Условия проведения моделирования соответствуют рисунку 3.17. Графики 1, 2 и 3 означают соответственно СКО измерения расстояния при $\mu = 0,1$, $\mu = 0,5$ и $\mu = 0,8$.

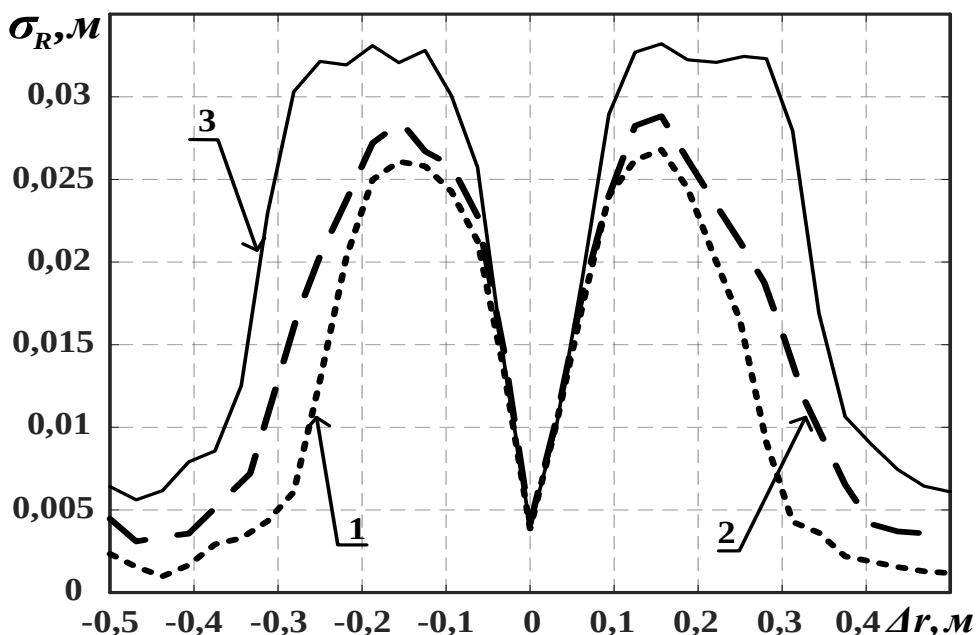


Рисунок 3.19 – СКО измерения расстояния с учетом влияния ПАМ при $q_{c-n} = 6$ дБ

Анализ рисунка 3.19 следует, что при увеличении значения $\mu > 0,5$ влияние ПАМ становится более заметным. Увеличиваются как абсолютная погрешность измерения, так и зона повышенной погрешности.

Необходимо отметить, что при измерении малых расстояний с использованием варьирования начальной фазы использование ВФ (3.36) и ВФ Блэкмана приводит к близким результатам.

3.5 Алгоритм оценки фазы сигнала разностной частоты при наличии мешающих отражений

В второй главе предложен алгоритм оценки фазовой характеристики дальномера, основанная на основе ЛФОП, на фоне белого шума. В этой главе проведен анализ данного алгоритма при наличии МО. В этом случае с учетом (2.2, 3.1) представим СФ СРЧ при наличии одного МО на фоне белого шума для больших относительных частот $\omega T_{\text{мод}}/2\pi \gg 1$ в виде [16]

$$q(S_c, R, \varphi_c, S_n, R_n, \varphi_n) = q_c(S_c, R, \varphi_c) + q_n(S_n, R_n, \varphi_n) \quad (3.37)$$

где СФ $q_c(S_c, R, \varphi_c)$ полезного сигнала и СФ $q_n(S_n, R_n, \varphi_n)$ МО определяют так:

$$q_c(S_c, R, \varphi_c) = \frac{S_c S_{on} T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R}{c} - \frac{2R_{on}}{c} \right) + \varphi_c - \varphi_{on} \right] \times \frac{\sin \{ \Delta \omega_d (R - R_{on}) / c \}}{\Delta \omega_d (R - R_{on}) / c}, \quad (3.38)$$

$$q_n(S_n, R_n, \varphi_n) = \frac{S_n S_{on} T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta \omega_d}{2} \right) \left(\frac{2R_n}{c} - \frac{2R_{on}}{c} \right) + \varphi_n - \varphi_{on} \right] \times \frac{\sin \{ \Delta \omega_d (R_n - R_{on}) / c \}}{\Delta \omega_d (R_n - R_{on}) / c}. \quad (3.39)$$

Из (3.37) видно, что СФ $q(S_c, R, \varphi_c, S_n, R_n, \varphi_n)$ будет равна сумме двух сигнальных функций – сигнальной функции сигнала $q_c(S_c, R, \varphi_c)$ и сигнальной функции помехи $q_n(S_n, R_n, \varphi_n)$. При этом экстремум ЛФОП (3.37) будет смещаться под воздействием МО. Согласно [16, 25, 32] смещение экстремума функции $q(S_c, R, \varphi_c, S_n, R_n, \varphi_n)$, включая главный, под воздействием МО, при $S_c \geq S_n$ можно определить по формуле

$$\Delta R(R_x) = R_{ucm} - \frac{c}{2\omega_0} \arctg \left\{ \frac{S_c \sin[z_1] + S_x \sin[z_2]}{S_c \cos[z_1] + S_x \cos[z_2]} \right\}, \quad (3.40)$$

где $S_x = S_n \{ \sin[\Delta \omega_d (R_n - R) / c] / \Delta \omega_d (R_n - R) / c \}$ – значение огибающей сигнальной функции $q_n(S_n, R_n, \varphi_n)$ на относительном расстоянии $R_x = R_n - R$; $z_1 = \omega_0 2R/c + \varphi_c - \varphi_{on}$; $z_2 = \omega_0 2R_n/c + \varphi_n - \varphi_{on}$.

Смещение максимумов СФ $q[R_x, \varphi_c]$, определенное в соответствии с (3.40), будет существенно меньше, чем смещение экстремума огибающей ЛФОП, то есть при измерении частоты СРЧ по положению максимума его спектра (1,13). Поэтому использование для оценки фазы φ_c алгоритма (2.8), построенного на особенностях ЛФОП СРЧ, позволяет уменьшить погрешность измерения.

На рисунке 3.20 приведена оценка фазовой характеристики дальномера при наличии МО. Условия проведения моделирования: несущая частота 10 ГГц, диапазон перестройки частоты передатчика 1 ГГц. Отношение сигнал-помеха равна 24 дБ. Отношение сигнал-шум равно 60 дБ. График 1 получен с помощью алгоритма (1.23). График 2 получен при использовании алгоритма, основанного на

основе ЛФОП. Диапазон варьирования фазовой характеристики изменяется в пределе $[\varphi_c - \pi/2, \varphi_c + \pi/2]$, где φ_c - истинная фаза. В этой главе φ_c задается в соответствии с формулой (2.10).

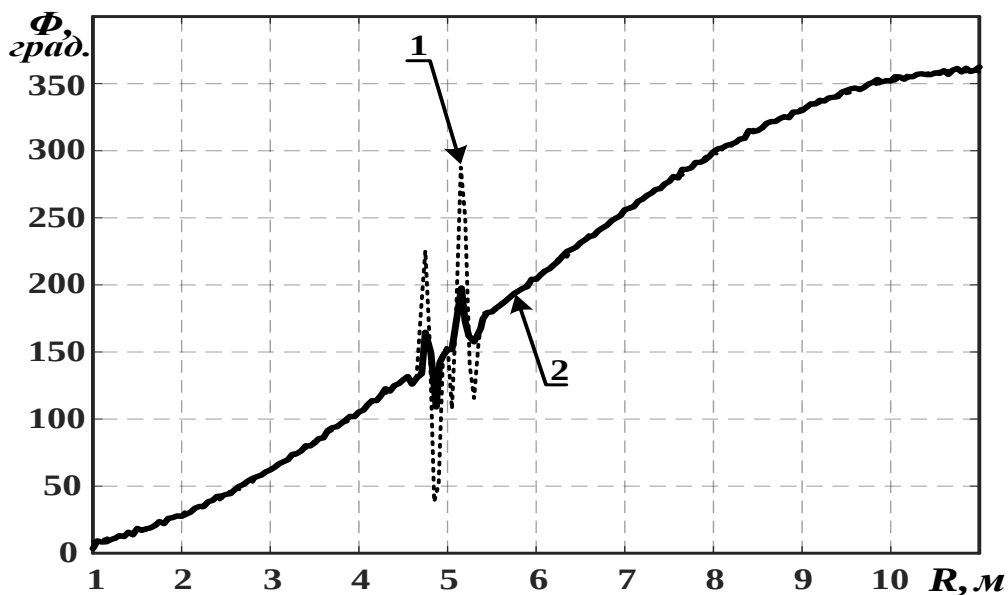


Рисунок 3.20 – Оценка фазовой характеристики дальномера при наличии МО

Из анализа рисунка 3.20 видно, что погрешность оценки ФХ при использовании предлагаемого алгоритма, основанного на ЛФОП, уменьшается примерно в 2-3 раза по сравнению с результатами, определяемыми с помощью алгоритма (1.23).

3.6 Оценка расстояния до полезного отражателя при отношении сигнал-помеха меньше единицы

В этом параграфе вначале кратко изложен принцип действия слеящего измерителя, особенности оценки параметров помехи в виде МО, изложена процедура оценки расстояния при комбинации слеящего измерителя и компенсации помехи.

3.6.1 Слеящий измеритель расстояния

Как выше отмечено, ЛФОП СРЧ является многоэкстремальной функцией. В работах [16, 25, 32] поведение этой функции при наличии МО изучено очень подробно. Отмечено, что под влиянием МО происходит смещение ее экстремумов

[16, 25, 32]. Однако это смещение незначительно. Отмечено, что экстремум, соответствующий измеряемому расстоянию, из-за влияния МО может быть не наибольшим. В [16, 25, 32] предложено использовать режим слежения за локальным экстремумом, соответствующим измеряемому расстоянию.

Слежение за полезным экстремумом ЛФОП выполняется так [16].

1. На всех измеряемых расстояниях необходимо определить те интервалы расстояний, в пределах которых влияние МО значительно, то есть определить зоны повышенной погрешности.

2. Измерение разностной частоты на тех интервалах расстояний, где влияние МО не существенно, осуществляется с помощью алгоритма (1.13).

3. При входе в зону повышенной погрешности используется алгоритм (1.13). Измеренное расстояние $\hat{R}_p$, полученное с помощью алгоритма (1.13), используется для формирования узкого диапазона расстояний $(\hat{R}_p - \lambda/4, \hat{R}_p + \lambda/4)$, в котором ищется местоположение локального экстремума. Местоположение локального экстремума принимается за измеренное расстояние.

Следящий измеритель обеспечивает очень высокую точность измерения расстояния при наличии МО. В [16, 32] показано, что ошибка измерения из-за влияния МО уменьшается примерно в 80 раз по сравнению с использованием алгоритма (1.13) при значении несущей частоты 10 ГГц. Если при диапазоне перестройки несущей частоты 500 МГц погрешность измерения при отношении сигнал-помеха 2 дБ достигает величины примерно 18 см при использовании алгоритма (1.13), то следящий алгоритм обеспечивает погрешность примерно 2,2 мм.

Однако при отношении сигнал-помеха менее 2 дБ при использовании следящего измерителя для измерения расстояния вблизи (на расстоянии десятков см) МО возникает эффект «срыв слежения». Из-за этого эффекта происходит нарастание погрешности по мере приближения полезной отражающей поверхности к МО. Причины этого явления очень подробно изложены в [16, 32].

Поэтому возникает практически важная задача уменьшения расстояния от полезного отражателя до МО, на котором происходит срыв слежения.

Для решения этой задачи ниже рассмотрена комбинация следящего измерителя и компенсации помехи. Для формирования компенсирующего сигнала необходимо вначале определить параметры сигнала, отраженного от МО, то есть определить его амплитуду, местоположение и фазу.

Необходимо отметить и следующее. Полностью скомпенсировать сигнал, соответствующий МО, невозможно. Из-за изменений условий распространения радиоволн (что особенно характерно при измерении расстояния до отражающей поверхности в замкнутых резервуарах с жидким содержимым), изменения температуры, влиянием МО малой интенсивности оценка параметров МО будет происходить с ошибками. Влияние полезного сигнала при оценке параметров помехи также будет приводить к дополнительной погрешности. Необходимо обеспечить лишь увеличение отношения сигнал-помеха до величины более 2 дБ, что достаточно для работы следящего алгоритма на более близком расстоянии от полезного отражателя до МО.

3.6.2 Оценка параметров сигнала разностной частоты, отраженного от помехи

Для минимизации ошибок оценок параметров СРЧ, отраженного от помехи, воспользуемся алгоритмом на основе ЛФОП. Задача оценки параметров СРЧ оптимальным алгоритмом на фоне шума подобна рассмотрена в второй главе. Поэтому в главе рассмотрим эту задачу при наличии МО.

Как выше отмечено, ЛФОП СРЧ является многоэкстремальной. Поэтому для уменьшения вероятности возникновения аномальных ошибок использована двухэтапная процедура [16]. При этом на первом этапе необходимо гарантировать попадание предварительной оценки расстояния до помехи $\hat{R}_{пред}$, определяемой с помощью алгоритма (1.13), в окрестности глобального максимума ЛФОП, то есть выполнить очевидное условие

$$-\lambda/4 \leq \hat{R}_{пред} - R_{ист} \leq \lambda/4, \quad (3.41)$$

где $R_{ист}$ – истинное расстояние до помехи.

При выполнении условия (3.41) оценка ФХ $\hat{\varphi}_n$ СРЧ, отраженного от помехи, определяется с помощью алгоритма (2.8). При этом наличие полезного сигнала приводит к увеличению погрешности оценки ФХ ЧМ дальномера.

Полученная оценка $\hat{\varphi}_n$ используется для измерения амплитуды помехи. Величина оценки максимального правдоподобия амплитуды помехи определяется следующим соотношением [34, 37]

$$\hat{S}_n = \int_0^{T_{\text{мод}}/2} y(t) s_1(t, \hat{R}_{\text{пред}}, \hat{\varphi}_n) dt \bigg/ \int_0^{T_{\text{мод}}/2} s_1^2(t, \hat{R}_{\text{пред}}, \hat{\varphi}_n) dt, \quad (3.42)$$

где $s_1(t, \hat{R}_{\text{пред}}, \hat{\varphi}_n)$ – опорный сигнал с единичной амплитудой.

Подставив (3.1) в (3.42), вычисляя интеграл, получим [95]

$$\begin{aligned} \hat{S}_n = S_c \cos \left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c} (R - \hat{R}_{\text{пред}}) + \varphi_c - \hat{\varphi}_n \right] \frac{\sin \left[\Delta\omega_d (R - \hat{R}_{\text{пред}}) / c \right]}{\Delta\omega_d (R - \hat{R}_{\text{пред}}) / c} + \\ + S_n \cos \left[\frac{2\omega_0 + \Delta\omega_d}{c} (R_n - \hat{R}_{\text{пред}}) + \varphi_n - \hat{\varphi}_n \right] \frac{\sin \left[\Delta\omega_d (R_n - \hat{R}_{\text{пред}}) / c \right]}{\Delta\omega_d (R_n - \hat{R}_{\text{пред}}) / c}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Из (3.43) очевидно, что точность оценки амплитуды помехи будет зависеть от точностей определения предварительной оценки расстояния $\hat{R}_{\text{пред}}$ до помехи и ФХ $\hat{\varphi}_n$ СРЧ. Даже при $R_n = \hat{R}_{\text{пред}}$, $\varphi_n = \hat{\varphi}_n$ будет возникать ошибка измерения амплитуды помехи под воздействием полезного сигнала. В случае приближения отражающей поверхности к МО ошибка будет достигать максимального значения, поскольку на таких расстояниях будет наблюдаться максимальное перекрытие спектров полезного сигнала и сигнала, отраженного от МО.

На рисунке 3.21 показана зависимость относительной погрешности оценки амплитуды сигнала, отраженного от МО, от расстояния между отражающей поверхностью и МО. Графики получены с помощью моделирования при следующих условиях. Несущая частота равна 10 ГГц, диапазон перестройки несущего колебания равен 1 ГГц. Отношение сигнал-помеха равно $q_{c-n} = -6$ дБ, отношение сигнал-шум $q_{c-u} = 60$ дБ.

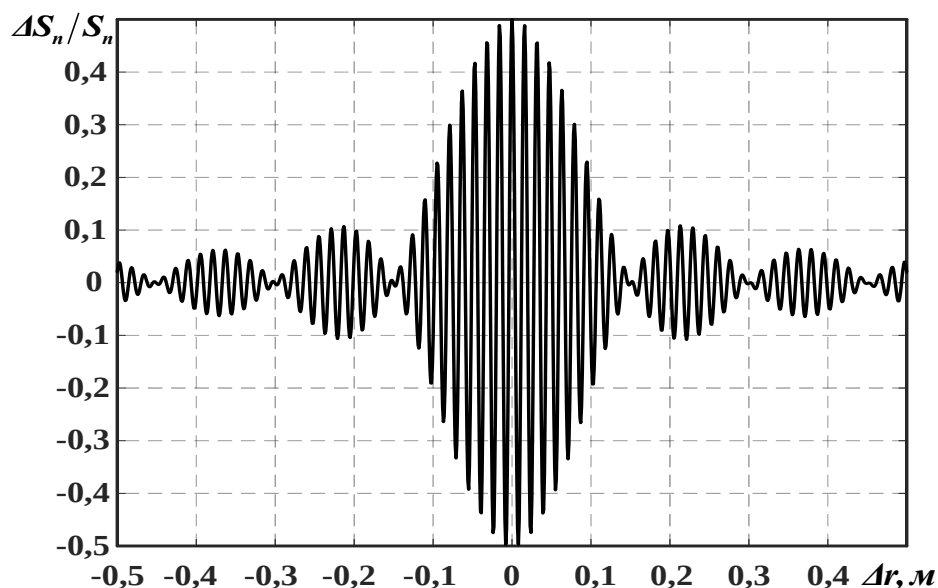


Рисунок 3.21 – Зависимость относительной ошибки оценки амплитуды помехи от расстояния между полезным и мешающим отражателями

Анализ рисунка 3.21 показывает, что при удаленном расположении отражающей поверхности и МО погрешность оценки амплитуды помехи достаточно мала. Эта ошибка возникает из-за влияния боковых лепестков спектра полезного сигнала. При приближении отражающей поверхности к МО погрешность увеличивается. Это объясняется перекрытием главных лепестков полезного сигнала и помехи.

Оценка расстояния $\hat{R}_n$ до МО производится с помощью алгоритма (2.2) в узком диапазоне расстояний. Из-за влияния полезного сигнала оценка $\hat{R}_n$ будет осуществляться с ошибкой.

Важно отметить, что оценка параметров помехи (фазы, амплитуды и расстояния) будет осуществляться с большой ошибкой при приближении отражающей поверхности к МО. Поэтому для минимизации ошибок оценок этих параметров используется следящий измеритель.

3.6.3 Измерение расстояния при отношении сигнал-помеха меньше единицы с помощью комбинации компенсации помехи и следящего измерителя

На рисунке 3.22 показана структурная схема измерения расстояния при отношении сигнал-помеха меньше единицы.

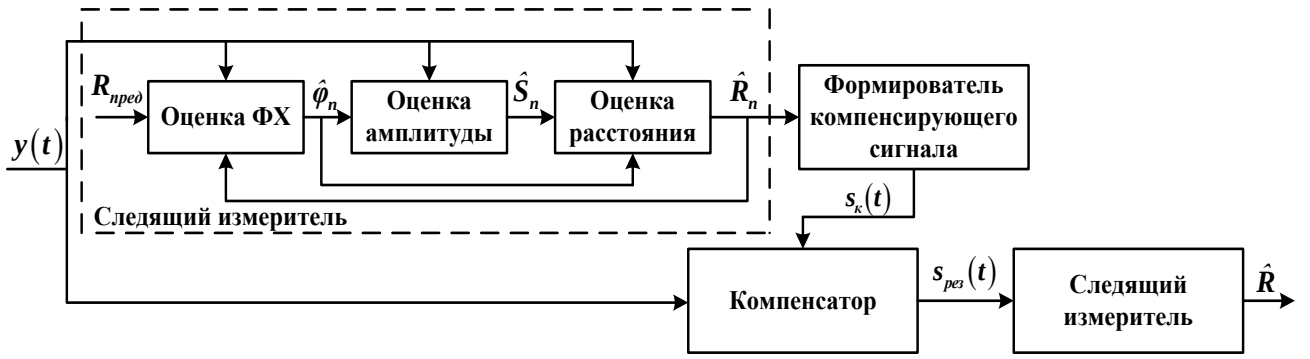


Рисунок 3.22 – Структурная схема измерения расстояния
при отношении сигнал-помеха меньше единицы

Отметим, что следящий измеритель используется дважды:

1. слежение за экстремумом ЛФОП, соответствующим полезному сигналу.
2. слежение за экстремумом ЛФОП, соответствующим МО.

Оценки параметров помехи, полученные с помощью следящего измерителя, подаются в формирователь компенсирующего сигнала. Компенсирующий сигнал на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$ можно представить в виде

$$s_k(t) = \hat{S}_n \cos\left(\omega_0 2\hat{R}_n/c + 4\Delta\omega_d \hat{R}_n t/cT_{\text{мод}} + \hat{\varphi}_n\right), \quad (3.44)$$

где $\hat{S}_n$, $\hat{R}_n$ и $\hat{\varphi}_n$ – соответственно оценка амплитуды, расстояния и фазы сигнала, отраженного от МО.

На выходе компенсатора формирует сигнал $s_{\text{рез}}(t)$, имеющий следующий вид

$$s_{\text{рез}}(t) = y(t) - s_k(t) = S_c \cos\left[\omega_0 2R/c + 4\Delta\omega_d R t/cT_{\text{мод}} + \varphi_c\right] + \\ + S_n \cos\left[\omega_0 2R_n/c + 4\Delta\omega_d R_n t/cT_{\text{мод}} + \varphi_n\right] - \hat{S}_n \cos\left[\omega_0 2\hat{R}_n/c + 4\Delta\omega_d \hat{R}_n t/cT_{\text{мод}} + \hat{\varphi}_n\right]. \quad (3.45)$$

Дальше сигнал $s_{\text{рез}}(t)$ поступает в следящий измеритель для измерения расстояния до отражающей поверхности $\hat{R}$. Процедура измерения осуществляется как описаны в пункте 3.6.1.

Таким образом, при каждом измерении расстояния с помощью следящего измерителя должно производиться оценка параметров сигнала, соответствующего отражению от МО. После компенсации помехи осуществлялось постоянное

слежение за полезным экстремумом функции правдоподобия. Результаты измерения приведены на рисунке 3.23.

Графики получены с помощью моделирования при следующих условиях. Несущая частота, диапазон перестройки несущего колебания соответственно составляют 10 ГГц и 1 ГГц. Отношение сигнал-помеха равна $q_{c-n} = -14$ дБ, сигнал-шум $q_{c-ш} = 60$ дБ.

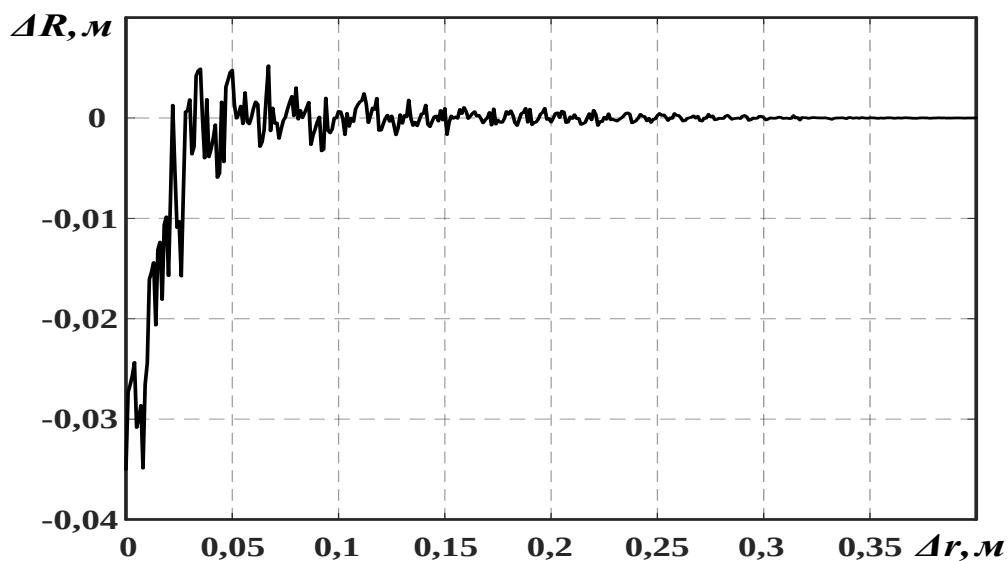


Рисунок 3.23 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при отношении сигнал-помеха меньше единицы

Из анализа рисунка 3.23 видно, что при наличии помехи при отношении сигнал-помеха меньше единицы возможно достаточно точное измерение расстояния до отражающей поверхности за счет комбинации компенсации помехи и следящего алгоритма. При расстоянии полезного отражателя до МО меньше примерно 5 см происходит срыв слежения. Это объясняется тем, что на таком расстоянии оценка параметров помехи осуществляется с большей ошибкой.

Необходимо отметить, что при увеличении отношения сигнал-помеха расстояние, начиная с которого происходит срыв слежения, уменьшается.

Однако результаты, приведенные на рисунке 3.23, получены без учета влияния ПАМ. Наличие ПАМ приводит к дополнительному увеличению ошибки оценки параметров помехи, и, следовательно, к увеличению погрешности измерения расстояния до отражающей поверхности.

На рисунке 3.24 показаны СКО измерения расстояния до отражающей поверхности с учетом влияния ПАМ. Отношение сигнал-помеха $q_{c-n} = -6$ дБ. Остальные условия проведения моделирования остались без изменений. Графики 1, 2 и 3 означают соответственно СКО измерения расстояния при $\mu = 0,1$, $\mu = 0,3$ и $\mu = 0,5$.

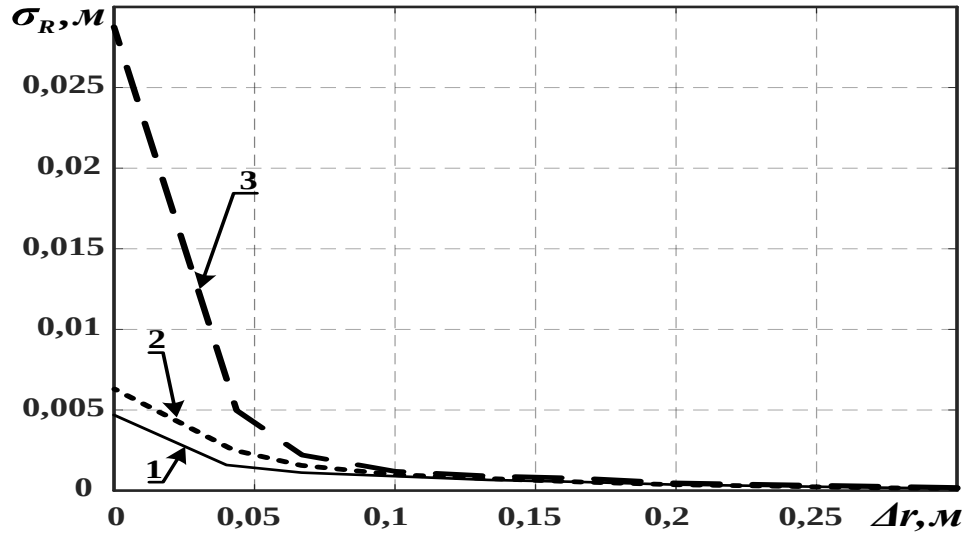


Рисунок 3.24 – Среднеквадратические ошибки измерения расстояния с учетом влияния паразитной амплитудной модуляции

Анализ рисунка 3.24 показывает, что влияние ПАМ с глубиной $\mu < 0,5$ весьма мало. При дальнейшем увеличении $\mu \geq 0,5$ ее влияние становится существенно более заметным. Возрастает как абсолютная величина ошибки измерения σ_R , так и увеличивается интервал расстояний, на котором наблюдается увеличение ошибки измерения.

3.7 Формирование опорного сигнала при оценке частоты методом максимального правдоподобия

В этом параграфе проведен анализ возможности уменьшения влияния МО путем включения в состав опорного сигнала ЛФОП помеховой составляющей. При этом опорный сигнал на интервале $(0, T_{\text{мод}}/2)$ можно представить в виде

$$S(t, S_{on}, R_{on}, \varphi_{on}, S_{onn}, R_{onn}, \varphi_{onn}) = S_{on} \cos(\omega_0 2R/c + 4\Delta\omega R t / c T_{\text{мод}} + \varphi_{on}) + \sum_{l=1}^L S_{onnl} \cos(\omega_0 2R_{onnl}/c + 4\Delta\omega R_{onnl} t / c T_{\text{мод}} + \varphi_{onnl}), \quad (3.46)$$

где S_{onn} , R_{onn} и φ_{onn} – соответствуют оценкам амплитуды, расстояния и фазовой характеристики помехи, определяемыми с помощью алгоритмов, основанного на ЛФОР.

Подставив (3.1, 3.46) в (2.2), ограничиваясь наличием одного МО, пренебрегая слагаемыми с удвоенной частотой, получим СФ [98]

$$q(S_c, S_n, S_{onn}, R, R_n, R_{onn}, \varphi_c, \varphi_n, \varphi_{onn}) = q_c(S_c, R, \varphi_c) + q_n(S_n, R_n, \varphi_n) - q_{nn}(S_{onn}, R_{onn}, \varphi_{onn}), \quad (3.47)$$

где $q_c(S_c, R, \varphi_c)$ и $q_n(S_n, R_n, \varphi_n)$ – СФ полезного сигнала и МО, величина которых определяется в соответствии с формулами (3.38, 3.39); $q_{nn}(S_{onn}, R_{onn}, \varphi_{onn})$ – СФ, возникающей под воздействием друг с другом полезного и помехового составляющей опорного сигнала

$$q_{nn}(S_{onn}, R_{onn}, \varphi_{onn}) = \frac{S_{onn} S_{on} T_{mod}}{2N_0} \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2} \right) \frac{2(R_{onn} - R_{on})}{c} + \varphi_{onn} - \varphi_{on} \right] \times \frac{\sin[\Delta\omega_d(R_{onn} - R_{on})/c]}{\Delta\omega_d(R_{onn} - R_{on})/c}. \quad (3.48)$$

Из выражения (3.48) видно, что СФ $q(S_c, S_n, S_{onn}, R, R_n, R_{onn}, \varphi_c, \varphi_n, \varphi_{onn})$ представляется суммой трех колебаний с одинаковыми частотами, в общем случае с различными начальными фазами и амплитудами, с огибающими, определяемыми множителем вида $\sin z/z$. При точном определении параметров МО, то есть $S_n = S_{onn}$, $R_n = R_{onn}$, $\varphi_n = \varphi_{onn}$ СФ $q(S_c, S_n, S_{onn}, R, R_n, R_{onn}, \varphi_c, \varphi_n, \varphi_{onn})$ будет изменяться только под воздействием полезного сигнала. При этом ошибка измерения расстояния возникает из-за влияния шума. Такая погрешность достаточно невелика, поскольку ЧМ дальномер обеспечивает работу при отношении сигнал-шум не менее 40 дБ. Однако при работе ЧМ дальномера ошибки в определении амплитуды и местоположения МО неизбежны из-за влияния полезного сигнала. Поэтому алгоритм, основанный на включении в состав опорного сигнала помеховой составляющей, целесообразно только вблизи МО, то есть там, где влияние МО оказывает максимальным.

Необходимо отметить, что использование такого опорного сигнала не приводит к увеличению дисперсии оценки расстояния из-за влияния шума, определяемой нижней границей Рао-Крамера [34].

Еще важно, что даже при известной фазе нахождение глобального максимума ЛФОП в достаточно широком диапазоне расстояния приводит к аномальным ошибкам, величина которых приблизительно кратна величине полудлины волны несущего колебания. Появление этих ошибок объясняется тем, что итерационные алгоритмы поиска глобального максимума многоэкстремальной функции не обеспечивают его нахождение с единичной вероятностью. Устранить такие аномальные ошибки можно за счет применения двухэтапной процедуры [16, 25]. При этом должно выполняться условие (2.7), то есть на первом этапе гарантировать попадание предварительной оценки расстояния, определяемой с помощью алгоритма (1.13), в окрестности глобального экстремума ЛФОП.

Для оценки качества упомянутого алгоритма проведено численное моделирование для двух частных случаев при неточном определении параметров сигнала (амплитуды и местоположения), отраженного от МО. На рисунке 3.25 показаны зависимости погрешности ΔR измерения расстояния от ошибки определения амплитуды помехи, величина которой равна $\Delta S_n = S_{omn} - S_n$.

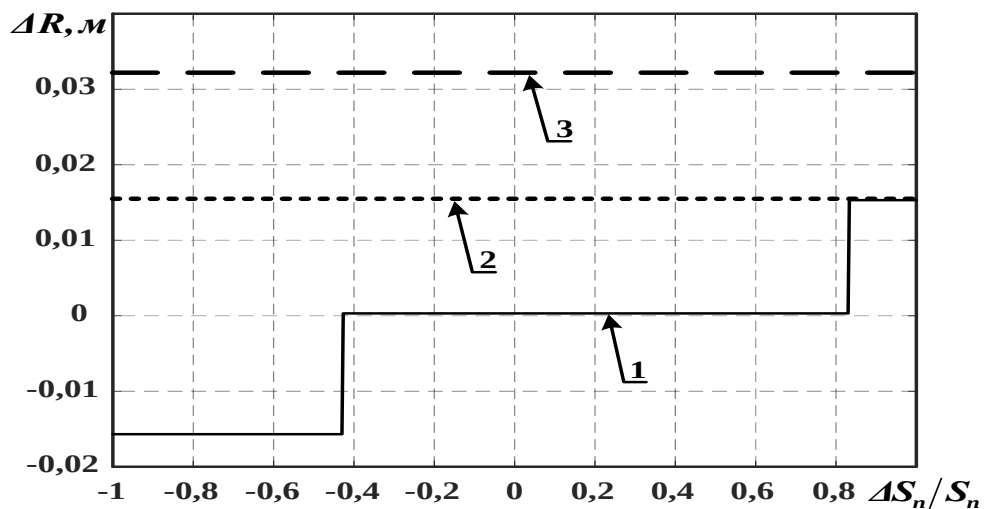


Рисунок 3.25 – Зависимости погрешности измерения расстояния от ошибки определения амплитуды помехи

Несущая частота, диапазон перестройки несущего колебания соответственно равны 10 ГГц, 1 ГГц. Отношения сигнал-помеха и сигнал-шум соответственно равны 10 дБ, 60 дБ. График 1 получен при включении в состав

опорного сигнала помеховой составляющей. График 2 – при использовании алгоритма (2.2) без включения. График 3 – при использовании алгоритма (1.13).

Анализ рисунка 3.25 показывает, что при $\Delta S_n / S_n \leq 0,4$ влияние от различия в амплитудах той части опорного сигнала, которая учитывает помеху, и амплитуды самой помехи на результат измерения несущественно. При увеличении ошибки определения амплитуды помехи в графике погрешности возникают выбросы, величина которых кратна величине полудлины волны несущего колебания. Появление этих аномальных ошибок объясняется эффектом «перескок на соседний экстремум», то есть найденный максимум не будет соответствовать измеряемому расстоянию. Однако погрешность при использовании в составе опорного сигнала помеховой составляющей существенно уменьшается по сравнению с погрешностью, определяемой с алгоритма (1.13).

На рисунке 3.26 приведены зависимости погрешности измерения расстояния от ошибки определения местоположения помехи $\Delta R_n = R_{onn} - R_n$.

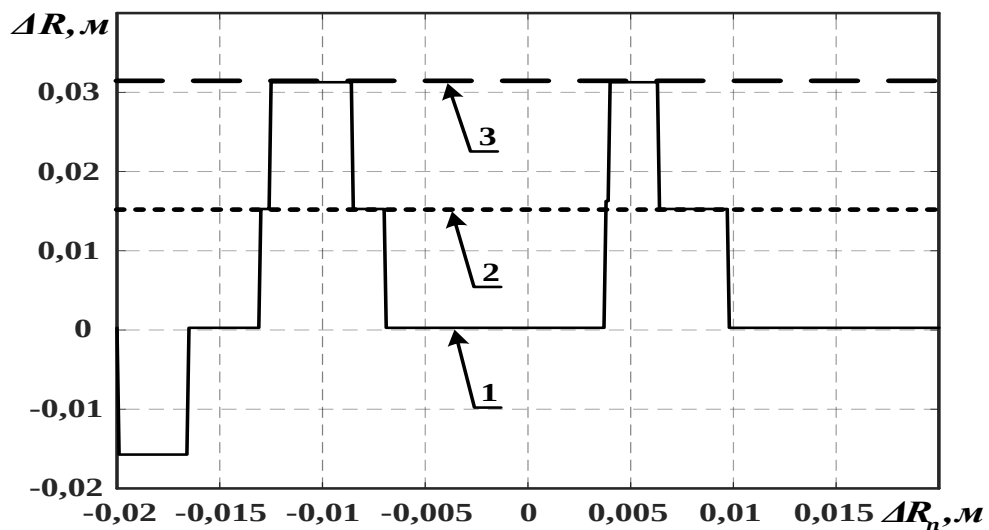


Рисунок 3.26 – Зависимости погрешности измерения расстояния от ошибки определения местоположения помехи

Графики получены при $\Delta S_n = 0$. Остальные условия проведения моделирования остались без изменений. График 1 получен при включении в состав опорного сигнала помеховой составляющей. График 2 – при использовании алгоритма (2.2) без включения. График 3 – при использовании алгоритма (1.13).

Из анализа рисунка (3.26) видно, что при $\Delta R_n < 5$ мм влияние МО на результат измерения несущественно. С увеличением ошибки ΔR_n возникают аномальные ошибки. В графике имеются места, где погрешность при включении в состав опорного сигнала помеховой составляющей увеличивается.

Сопоставление рисунка 3.26 с рисунком 3.25 показывает, что влияние ошибки определения местоположения помехи более существенно, чем ошибки в определении амплитуды помехи.

Таким образом, применение в составе опорного сигнала составляющей, учитывающей параметры помехи, позволяет снизить погрешность измерения расстояния. Полученные выше результаты позволяют, по крайней мере в первом приближении, оценить требования к точности оценки параметров помехи. Показано, что различия в амплитудах той части опорного сигнала, которая учитывает помеху, и амплитуды самой помехи не столь существенны. Даже при достаточно больших погрешностях в оценке амплитуды помехи достигается заметное увеличение точности измерения расстояния. Ошибки в определении местоположения помехи оказывают более существенное влияние на точность измерения. Поэтому для включения в состав опорного сигнала составляющей, учитывающей помеху, необходимы точные априорные сведения о ее местоположении.

3.8 Заключение

Проведен анализ мешающих факторов на качество алгоритма, основанного на варьировании несущей частоты с сохранением диапазона перестройки несущей частоты. Показано, что наличие шума и ПАМ приводит к увеличению ошибки определения оптимальных значений несущей частоты, что приводит к дополнительной погрешности измерения. При этом необходимо обеспечить отношение сигнал-шум не менее 40 дБ, и обеспечить значение параметра ПАМ $\mu < 0,5$. В противоположном случае погрешность измерения значительно увеличивается.

Разработан алгоритм, основанный на варьировании начальной фазы. Для каждого измерения расстояния необходимо найти те значения начальной фазы

СРЧ, на которых взаимная энергия полезного сигнала и помехи минимальна. Показано, что данный алгоритм позволяет уменьшить влияние МО. При этом наиболее существенный выигрыш при варьировании начальной фазы обеспечивается при измерении малых расстояний. Погрешность измерения малых расстояния уменьшается в 2-5 раза.

Проведен анализ алгоритма оценки фазовой характеристики дальномера, основанного на ЛФОП, при наличии МО. Показано, что данный алгоритм позволяет уменьшить погрешность оценки фазовой характеристики примерно в 2-3 раза за счет особенностей ЛФОП СРЧ.

Проведен анализ возможности уменьшения влияния МО путем включения в состав опорного сигнала составляющей, соответствующей помехе. Показано, что данный алгоритм позволяет значительно уменьшить влияние МО. При этом различие в амплитудах той части опорного сигнала, которая учитывает помеху, и амплитуды самой помехи не столь существенны. Даже при достаточно больших погрешностях в оценке амплитуды помехи достигается заметное увеличение точности измерения расстояния. Ошибки в определении местоположения помехи оказывают более существенное влияние на точность измерения. Поэтому для включения в состав опорного сигнала составляющей, учитывающей помеху, необходимы априорные сведения о местоположении помехи.

Проведен анализ алгоритма оценки расстояния, основанного на использовании и компенсации помехи, и следящего измерителя для измерения расстояния до отражающей поверхности при отношении сигнал-помеха меньшем единицы. При каждом измерении следящий измеритель используется дважды. Один за параметры сигнала помехи, используемые для формирования компенсирующего сигнала. После компенсации происходит постоянное слежение за экстремумом, соответствующим измеряемому расстоянию. Показано, что с помощью предлагаемого алгоритма срыв слежения происходит на существенно меньших расстояниях между полезным отражателем и МО. Погрешность измерения расстояния также уменьшается.

ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

4.1 Вводные замечания

В четвертой главе приведены результаты проверки следующих алгоритмов оценки параметров сигнала разностной частоты.

1. Алгоритма оценки фазовой характеристики ЧМ дальномера.
2. Алгоритма оценки расстояния, основанного на комбинации следящего алгоритма и компенсации МО, позволяющего значительно уменьшить погрешность измерения расстояния при отношении сигнал-помеха меньше единицы.
3. Алгоритма оценки расстояния, основанного на варьировании начальной фазы СРЧ.

Для проверки алгоритмов использованы сигналы, полученные с помощью ЧМ дальномеров серии БАРС-351 (одно антенный вариант), БАРС-352 (двух антенный вариант), серийно выпускаемые в городе Рязани на ООО предприятие «КОНТАКТ-1».

Тестирование алгоритмов проведено с использованием СРЧ, полученных с помощью сертифицированного измерительного стенда [16,100]. Приведено его краткое описание. Условия проведения эксперимента следующие. Несущая частота равна 10 ГГц. Диапазон перестройки несущей частоты составляет 500 МГц. Длительность СРЧ на одном полупериоде $T = T_{\text{мод}}/2 = 0,01\text{с}$. Отношение сигнал-шум (отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума) $q_{\text{с-ш}} = 70 \div 76$ дБ. Число отсчетов СРЧ на одном полупериоде модуляции равно 1024. Интервал дискретизации СРЧ примерно в 5 раз превышает величину интервала дискретизации, требуемой по теореме Котельникова при максимальном измеряемом расстоянии (30 метров) в используемых ЧМ дальномерах.

4.2 Краткое описание измерительного стенда

На рисунке 4.1 показана схема сертифицированного измерительного стенда (аттестованного как средство измерения), разработанного ООО предприятием «КОНТАКТ-1».

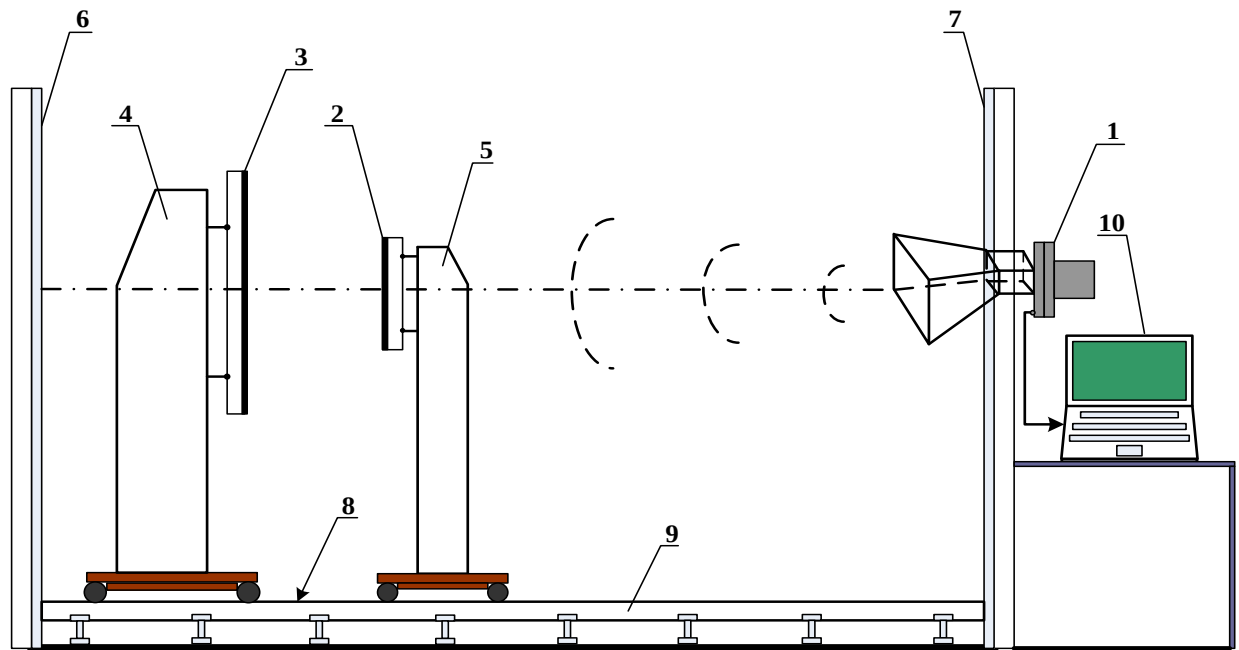


Рисунок 4.1 – Схема экспериментального стенда в свободном пространстве

На рисунке 4.1 обозначено следующее. 1 – дальномер с частотной модуляцией излучаемого сигнала; 2, 3 – отражающая пластина, имитирующая соответственно полезную отражающую поверхность и отражение от помехи; 4 и 5 – передвижные радиопрозрачные платформы; 6 и 7 – радиопоглощающие материалы; 8 – указатель положения платформ; 9 – направляющие рельсы с установленной на ней измерительной шкалой, цена деления которой составляет 1 мм; 10 – ПЭВМ.

Для уменьшения отражений от стен и потолка стендового зала они закрыты радиопоглощающим материалом. Измерения производились с помощью предварительно откалиброванных приборов.

На экспериментальном стенде отражения от отражающей поверхности имитируется с помощью металлической пластины 3 специальной формы [16], которая в свою очередь имитирует «бесконечную» отражающую поверхность.

Изменение расстояния от отражающей поверхности до ЧМ дальномера осуществляется путем перемещения отражателя 3, который закреплен на передвижной радиопрозрачной платформе. Имитация помехи с заданной интенсивностью осуществляется путем частичного закрытия отражателя 2 радиопоглощающим материалом. Оба отражателя могут перемещаться по направляющим рельсам. Истинное расстояние до отражателей 2 и 3 определяется с использованием эталонной рулетки с ценой деления 1 мм, жестко закрепленной вдоль направляющих рельсов. Измерение расстояния производится с помощью ЧМ дальномера. Сигналы разностной частоты в дискретном виде передаются на ПЭВМ. Полученные сигналы используются для тестирования алгоритмов.

4.3 Результаты тестирования алгоритма оценки фазовой характеристики дальномера

Радиолокационный отражатель, имитирующий отражение от уровня материала, расположен на тележке,двигающейся на расстояниях от 0,85 м до 8,3 м от ЧМ дальномера с шагом 5 см. Между радиолокационным отражателем и ЧМ дальномером никаких мешающих отражателей не находится. Однако из конструктивных особенностей элементов измерительного стенда, отражений от стен и потолка, направляющих рельсов стендового зала возникают различные переотражения – множественные МО малой интенсивности (отношение сигнал-помеха больше 40 дБ). Избавиться от таких МО на практике чрезвычайно сложно.

Последовательность реализации алгоритма оценки фазовой характеристики, базирующегося на ЛФОП СРЧ, следующая. На первом этапе с помощью алгоритма (1.13) осуществляется предварительная оценка расстояния $\hat{R}_p$. Затем в диапазоне расстояний $(\hat{R}_p - 5\lambda, \hat{R}_p + 5\lambda)$ производится оценка значения фазы $\hat{\varphi}_c$ путем варьирования расстояния R и фазы φ_c СРЧ согласно (2.8), то есть используется метод перебора. Значение фазы в опорном сигнале варьируется в диапазоне $[\varphi_c(R) - \pi/2, \varphi_c(R) + \pi/2]$, где значения $\varphi_c(R)$ заранее определяются с помощью алгоритма (1.23). За оценку фазы принимается то ее значение, при котором выполняется условие (2.8), то есть то значение фазы, при

котором максимизируется ЛФОП. Для получения следующего значения φ_c (для следующего расстояния) полезный отражатель перемещался на 5 см и вычисления повторялись.

Результаты эксперимента показаны на рисунке 4.2. График 1 получен с помощью алгоритма (1.23). График 2 получен при использовании алгоритма (2.8), то есть на основе ЛФОП.

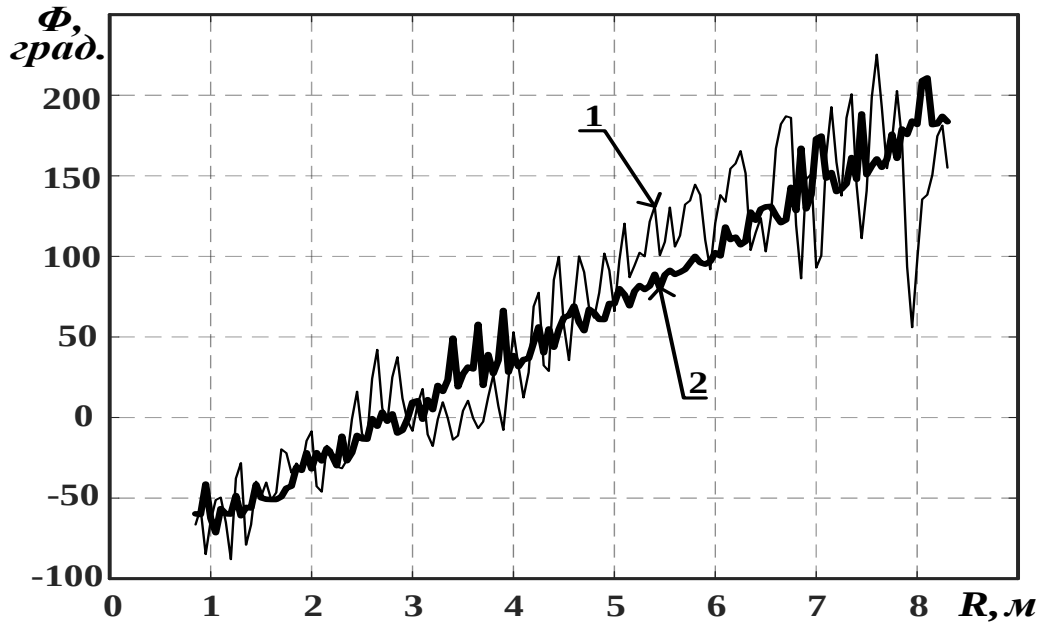


Рисунок 4.2 – Оценка фазовой характеристики дальномера

Из рисунка 4.2 видно, что алгоритм на основе ЛФОП позволяет уменьшить погрешность оценки фазовой характеристики примерно в 2-3 раза по сравнению с результатами, полученными с помощью алгоритма (1.23). Появление погрешностей в оценке фазовой характеристики объясняется двумя причинами – влиянием МО малой интенсивности и неточностью установки РЛО вдоль измерительной ленты с делением 1 мм.

Полученные значения $\hat{\varphi}_c$ аппроксимируются отрезком прямой линии методом наименьших квадратов [101] с использованием программы polyfit.

Полученное значение фазовой характеристики используется в дальнейшем в алгоритме (2.2) для измерения расстояния.

Вычисления организованы следующим образом. На первом этапе с помощью (1.13) производится грубая оценка расстояния. На втором этапе в

окрестностях полученной грубой оценки происходит ее уточнение с помощью алгоритма (2.2). В (2.2) подставлялось значение фазовой характеристики, соответствующее измеренному расстоянию алгоритмом (1.13).

На рисунке 4.3 показаны графики мгновенных погрешностей измерения расстояния. График 1 получен при использовании алгоритма (1.13). График 2 – при использовании алгоритма (2.8).

При использовании (1.13) изрезанность графика погрешности вызвана в основном влиянием МО, что приводит к заметной погрешности измерения расстояния.

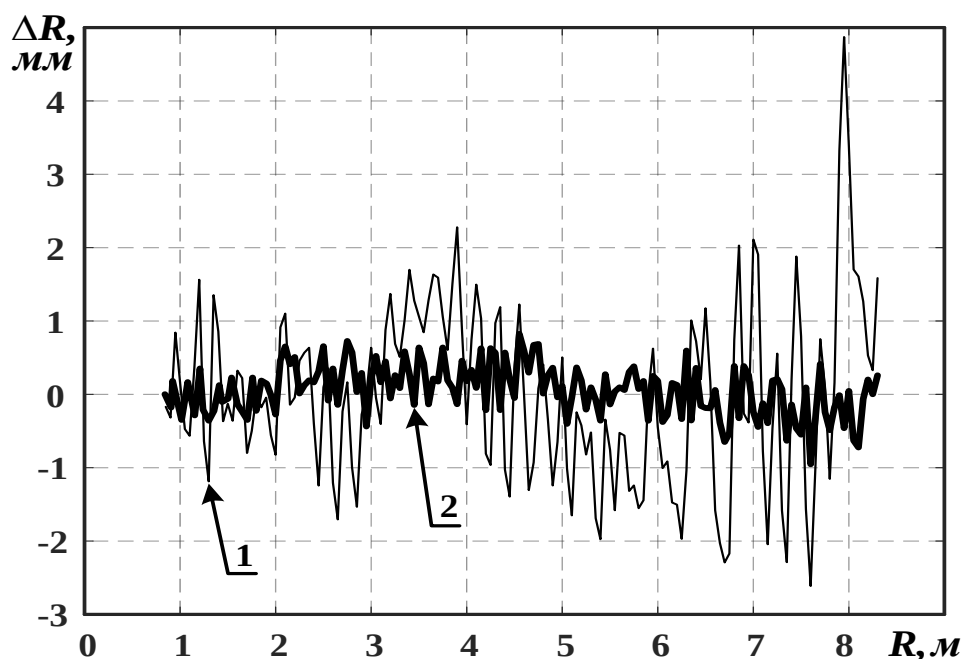


Рисунок 4.3 – Мгновенные погрешности измерения расстояния

Анализ рисунка 4.3 показывает, что при использовании (2.8) погрешность измерения расстояния существенно уменьшается. Причины появления погрешности на графике 2 можно объяснить следующими причинами.

1. Влиянием МО малой интенсивности.
2. Неточностью установки отражателя. Хотя цена деления рулетки равна 1 мм, установки отражателя производится с ошибкой примерно 0,25-0,4 мм.
3. Погрешностями в определении фазовой характеристики ЧМ дальномера и ее аппроксимации прямой линией, неточностью привязки фазовой характеристики

к измеряемому расстоянию.

Однако использование алгоритма (2.8) позволяет существенно снизить погрешность измерения расстояния по сравнению с (1.13). Затраты на оценку фазовой характеристики минимальны.

4.4 Результаты тестирования алгоритма оценки разностной частоты при отношении сигнал-помеха меньше единицы

Такая ситуация характерна, как отмечено выше, при проведении измерения расстояния до уровня различных жидкостей, находящихся вблизи МО резервуара. В этом случае интенсивность отраженного сигнала от МО может превышать интенсивность полезного отраженного сигнала.

Измерения проведены при отношении сигнал-помеха $q_{c-n} = -4$ дБ.

Радиолокационный отражатель, имитирующий МО, находится на расстоянии 10 м от ЧМ дальномера. Первоначальное местоположение отражателя, имитирующего уровень материала, находится на расстоянии 0,05 м от МО. При проведении эксперимента этот отражатель перемещался с шагом 2 мм по направлению к ЧМ дальномеру. Замедление скорости распространения радиоволны в содержимом резервуара имитировалось одновременным передвижением отражателя, имитирующего МО, в противоположном направлении с шагом 1 мм.

На рисунке 4.4 показан типичный СРЧ при наличии одного МО. МО и полезная отражающая поверхность находятся на расстоянии примерно 0,8 м друг от друга.

Необходимо отметить, что СРЧ, приведенный на рисунке 4.2, отличается от моделей СРЧ в (1.26, 1.31). Это объясняется тем, что при проведении компьютерного моделирования использовались модели СРЧ в (1.26, 1.31), учитывающие только влияние шума, ПАМ и локального МО. Однако в реальных условиях СРЧ изменяется из-за нелинейности модуляционной характеристики дальномера [49], влияния паразитной частотной модуляции [102], многократных переотражений очень малой интенсивности.

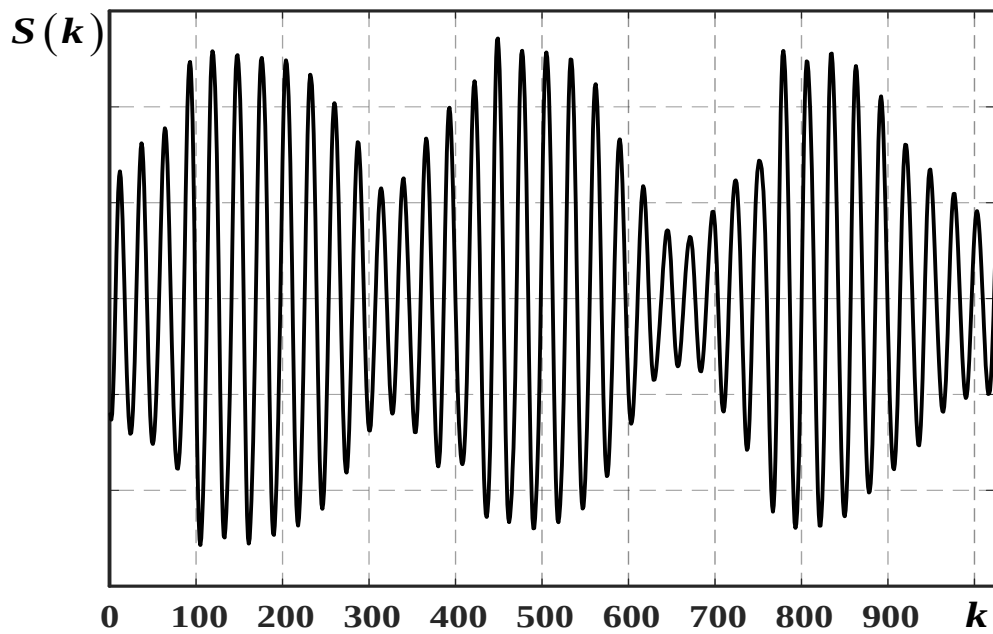


Рисунок 4.4 – График сигнала разностной частоты

На рисунке 4.5 показаны спектральные плотности амплитуд, соответствующие сигналу, показанному на рисунке 4.4.

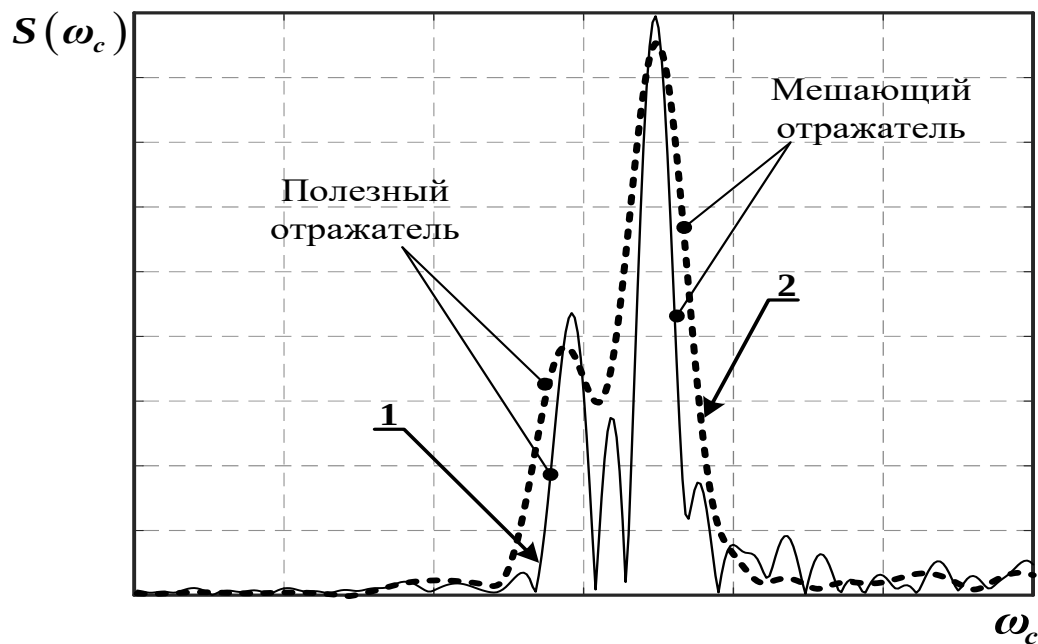


Рисунок 4.5 – Спектральная плотность сигнала разностной частоты

На рисунке 4.5 график 1 соответствует СРЧ. График 2 получен при умножении СРЧ на ВФ Блэкмана. При построении этого графика расстояние от ЧМ дальномера пересчитано в разностную частоту.

Из рисунка 4.5 видно, что максимальная спектральная составляющая амплитудного спектра сигнала, отраженного от МО, больше максимальной спектральной составляющей амплитудного спектра сигнала, отраженного от полезного отражателя. Использование ВФ приводит к расширению основного лепестка спектральной плотности СРЧ и сильному подавлению боковых лепестков. Кроме того, смещается максимум спектральной плотности полезного сигнала.

4.4.1 Измерение расстояния при использовании максимальной спектральной составляющей сигнала разностной частоты

На рисунке 4.6 приведены зависимости мгновенных погрешностей измерения расстояния в зависимости от расстояния Δr между полезным отражателем и МО, если для измерения расстояния использовать алгоритм (1.13). Величина ΔR определяется в соответствии с формулой (1.22).

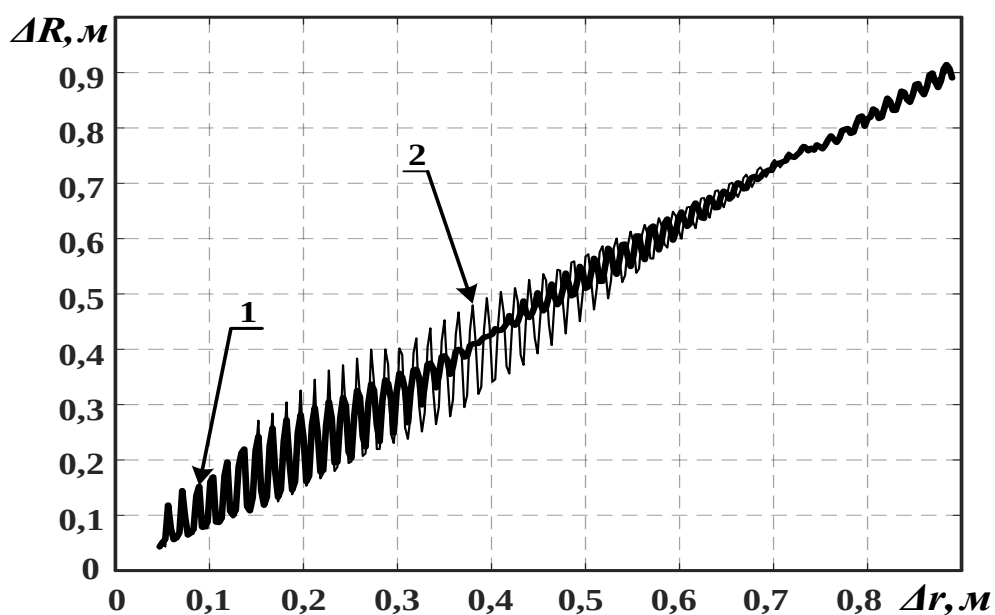


Рисунок 4.6 – Мгновенные погрешности измерения расстояния

На рисунке 4.6 график 1 соответствует использованию СРЧ. График 2 получен при использовании ВФ Блэкмана. Из рисунка видно, что погрешность измерения недопустимо велика. Более того, если использовать максимальную спектральную составляющую, то с уменьшением расстояния до полезной отражающей поверхности ошибка измерения будет нарастать.

Из рисунка 4.5 следует, что максимальная спектральная составляющая амплитудного спектра полезного сигнала всегда находится «слева» от максимальной спектральной составляющей амплитудного спектра сигнала, отраженного от МО. Это объясняется тем, что частота сигнала, отраженного от полезного отражателя, всегда меньше частоты сигнала, отраженного от МО. Поэтому в случае, когда спектральные плотности полезного сигнала и сигнала, отраженного от МО, разрешаются по частоте, всегда можно производить измерение, используя «левую» максимальную спектральную составляющую амплитудного спектра.

Результаты эксперимента показаны на рисунке 4.7. График 1 получен при использовании (1.13). График 2 получен при использовании (1.13) при умножении СРЧ на ВФ Блэкмана.

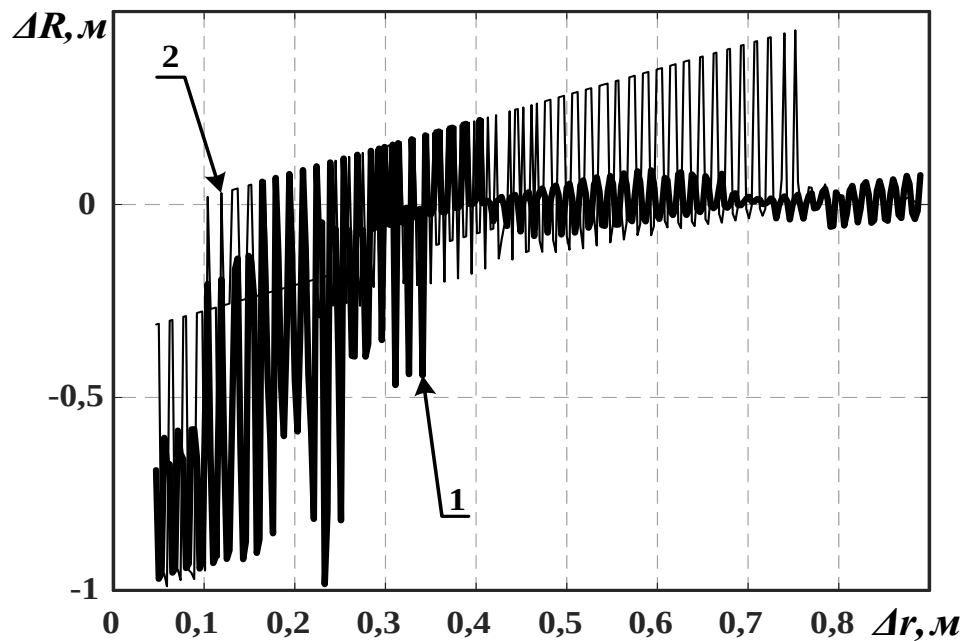


Рисунок 4.7 – Мгновенные погрешности оценки расстояния с использованием «полезной» спектральной составляющей

Из графика 1 видно, что при $\Delta r \geq 0,4$ м использование «левой» максимальной спектральной составляющей спектра СРЧ позволяет существенно уменьшить погрешности измерения по сравнению с результатами, приведенными на рисунке 4.6. При уменьшении значения Δr , то есть при приближении полезного отражателя к МО, спектральные плотности полезного сигнала и

сигнала, отраженного от МО, перестают разрешаться. Это приводит к резкому увеличению погрешности измерения. Использование ВФ приводит к подавлению боковых лепестков спектральной плотности помехи. Поэтому начиная с расстояния $\Delta r \geq 0,75$ м погрешность измерения существенно уменьшается по сравнению с величиной погрешности без ее применения. Поскольку основной лепесток спектральной плотности при применении ВФ расширяется, то при расстояниях меньших, чем 0,75 м наблюдается повышенная погрешность. Из рисунка 4.7 следует, что при малом отношении сигнал-помеха использование алгоритма (1.13) приводит к очень большим ошибкам измерения вблизи МО.

4.4.2 Использование для измерения расстояния комбинации следящего измерителя и компенсации помехи

Обработка экспериментальных данных при тестировании этого алгоритма производилась так. На максимальном удалении полезного отражателя от МО (когда их взаимное влияние незначительно) с помощью алгоритма (1.13) оценивалось расстояние и до полезного отражателя, и до МО. Погрешности определения расстояний не должны превышать четверти длины волны несущего колебания. Это условие гарантирует попадание оценок расстояний в окрестности главного максимума ЛФОП полезного сигнала и главного максимума ЛФОП, соответствующего помехе. Предварительное измерение расстояния производилось только один раз. Все дальнейшие измерения производились только при использовании следящего измерителя. Фазовая характеристика ЧМ дальномера полагалась известной.

При каждом измерении расстояния производилась оценка параметров сигнала, соответствующему МО. Оценивались его фаза, амплитуда и расстояние до МО, используя формулы (2.8, 3.42, 2.2). Затем на основе полученных оценок формировался компенсирующий сигнал. Формировать компенсирующий сигнал необходимо при каждом измерении расстояния.

На рисунке 4.8 показана спектральная плотность амплитуд СРЧ после компенсации. При получении графика ВФ не использовалась.

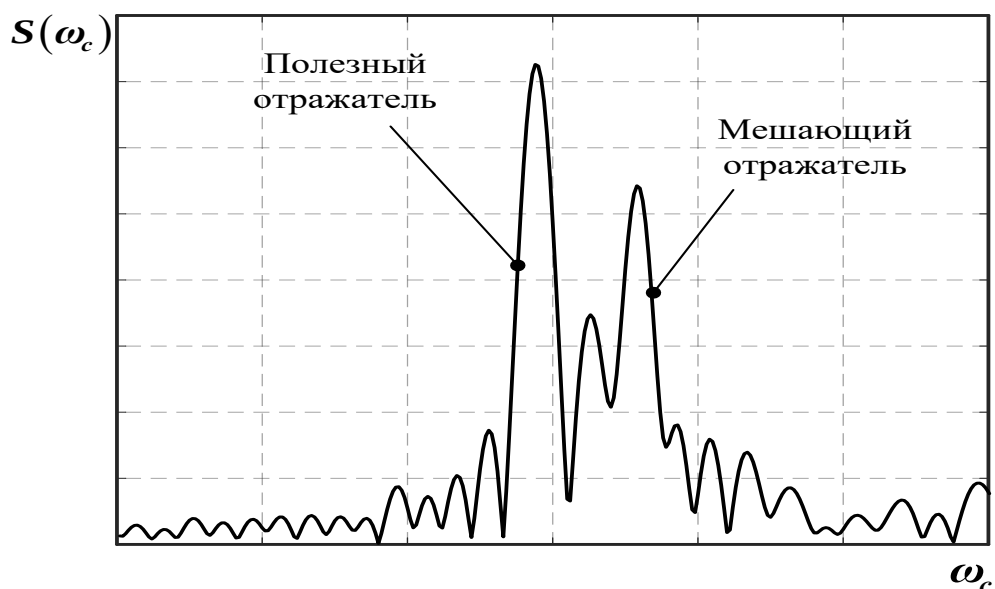


Рисунок 4.8 – Спектральная плотность сигнала после компенсации помехи

Из анализа рисунка 4.8 видно, что после компенсации помехи максимальная спектральная плотность полезного сигнала больше максимальной спектральной плотности сигнала, отраженного от МО. Однако полной компенсации не происходит из-за погрешностей в оценке параметров помехи.

Результаты обсчета экспериментальных данных приведены на рисунке 4.9.

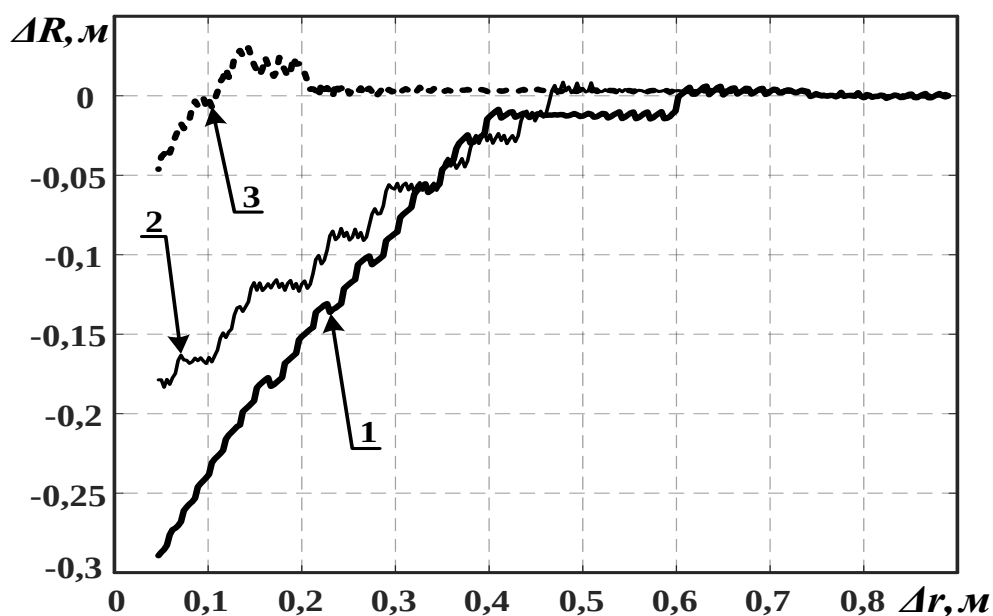


Рисунок 4.9 – Погрешности измерения расстояния

График 1 соответствует погрешности измерения расстояния при использовании следающего алгоритма без компенсации МО и без использования

ВФ. График 2 соответствует погрешности измерения при использовании следающего алгоритма с компенсацией МО. Этот график получен при умножении СРЧ и опорного сигнала в (2.2) на ВФ и использовании комбинации следающего алгоритма и компенсации помехи. График 3 получен при использовании комбинации следающего алгоритма и компенсации помехи без использования ВФ.

Из графика 1 следует, что при расстоянии до МО меньшем, чем 0,6 м при использовании следающего алгоритма сначала происходит перескок на соседний экстремум, а затем происходит срыв слежения за полезным максимумом. Скачок в графике погрешности (на расстоянии 0,75 м) величиной примерно 3 мм объясняется ошибкой при установлении расстояния до отражателей.

В программном обеспечении ЧМ дальномеров серии Барс предусмотрено умножение СРЧ на различные ВФ. Если использовать ВФ Блэкмана и комбинацию следающего измерителя и компенсацию помех, то срыв слежения наступает на меньшем расстоянии от МО, как показано на графике 2.

Погрешность при измерении расстояния при отказе от ВФ показана на графике 3. Срыв слежения наступает на расстоянии примерно в 20 см от МО.

Ухудшение результатов при использовании ВФ происходит из-за расширения основных лепестков спектра полезного сигнала и МО. По этой причине оценка параметров компенсирующего сигнала происходит с большими ошибками.

Необходимо отметить следующее. Оценка параметров МО, формирование компенсирующего сигнала и последующая компенсация помехи не приводит к удовлетворительным результатам, если в дальнейшем для измерения используется алгоритм (1.13). Причина – параметры МО определяются со слишком большими погрешностями из-за влияния полезного сигнала, что отмечено в работах [16, 95-97]. Полной компенсации добиться невозможно.

Для устойчивой работы следающего алгоритма необходимо обеспечить отношение сигнал-помеха не менее 2 дБ. Это обеспечивается на расстоянии вплоть до 20 см между полезным отражателем и МО (график 3).

4.4.3 Сравнение полученных результатов с результатами при использовании методов параметрического спектрального анализа

На рисунках 4.10-4.11 приведены, взятые из [24], графики мгновенных погрешностей Δr измерения расстояния r_x между полезным сигналом и МО. Графики получены с помощью метода наименьших квадратов Прони, модифицированного метода наименьших квадратов Прони (рисунок 4.10) и на основе анализа собственных векторов (метод EV, рисунок 4.11). Несущая частота равна 10 ГГц, диапазон перестройки несущей частоты составляет 500 МГц. Отношение сигнал-помеха равно -4 дБ.

Сопоставление графика 3, приведенного на рисунке 4.9, с графиками, приведенными на рисунках 4.10 и 4.11, показало следующее. Алгоритм, основанный на комбинации компенсации помехи и следящего алгоритма, позволяет уменьшить погрешность измерения расстояния при малых отношениях сигнал-помеха и значительно уменьшить интервал расстояний, в котором наблюдается повышенная погрешность измерения. Вычислительные затраты на реализацию предлагаемого алгоритма существенно меньше.

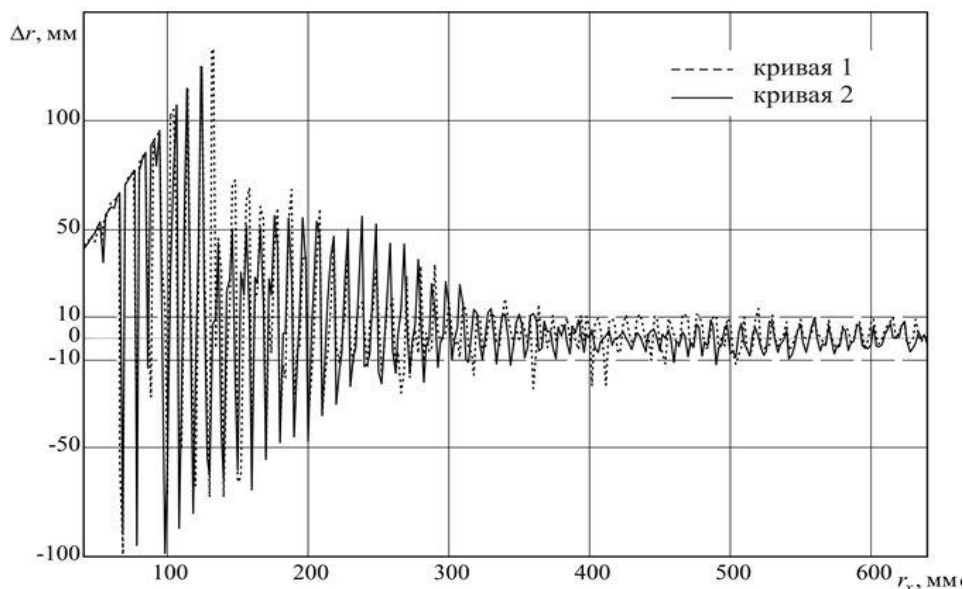


Рисунок 4.10 – Мгновенные погрешности измерения расстояния для алгоритма на основе: метода наименьших квадратов Прони – кривая 1; модифицированного метода Прони – кривая 2

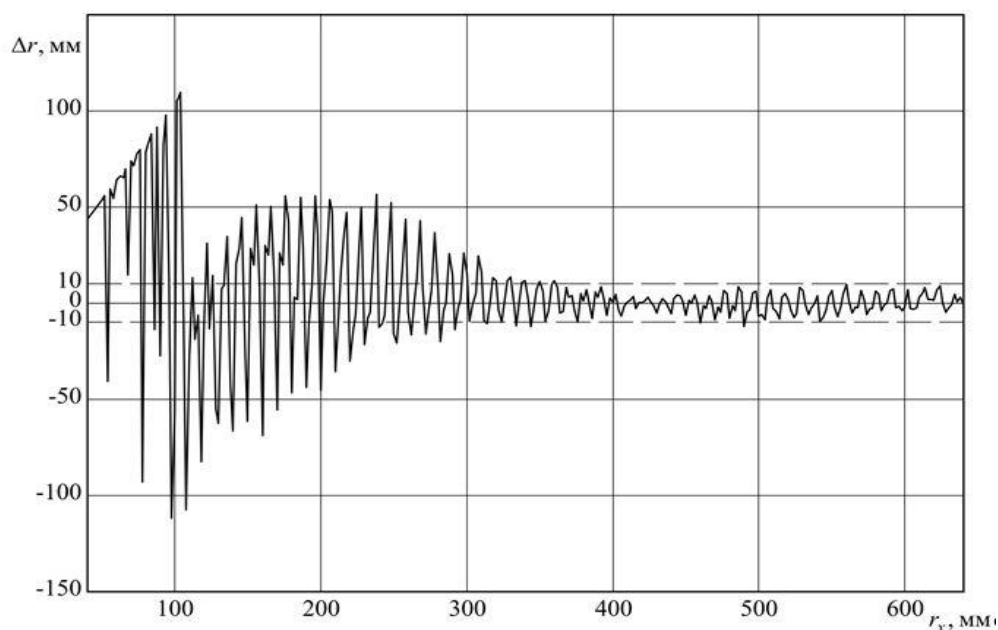


Рисунок 4.11 – Мгновенные погрешности измерения расстояния для алгоритма на основе метода EV

4.5 Результаты тестирования алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы

Рассмотрим эффективность алгоритма, основанного на варьировании начальной фазы СРЧ, для двух случаев.

4.5.1 Полезный отражатель расположен на большом расстоянии от ЧМ дальномера

Мешающий отражатель расположен на расстоянии 7,7 м от ЧМ дальномера. Полезный отражатель расположен на расстоянии 0,8 м от МО на тележке,двигающейся в направлении к мешающему отражателю с шагом 2 мм. Отношение сигнал-помеха равно 4 дБ.

На рисунке 4.12 показаны мгновенные погрешности измерения расстояния, величина которых определяются в соответствии с (1.22). График получен с помощью алгоритма (1.13).

Из рисунка 4.12 следует, что при наличии МО использование алгоритма (1.13) приводит к существенному увеличению погрешности измерения расстояния. Особенно в окрестности точки $\Delta r = 0,4$ м, где возникают выбросы в

графике погрешности. Такие выбросы объясняются воздействием боковых лепестков спектра СРЧ и взаимным спектром полезного сигнала и МО. В результате их взаимодействия максимальная спектральная составляющая спектра СРЧ соответствует МО.

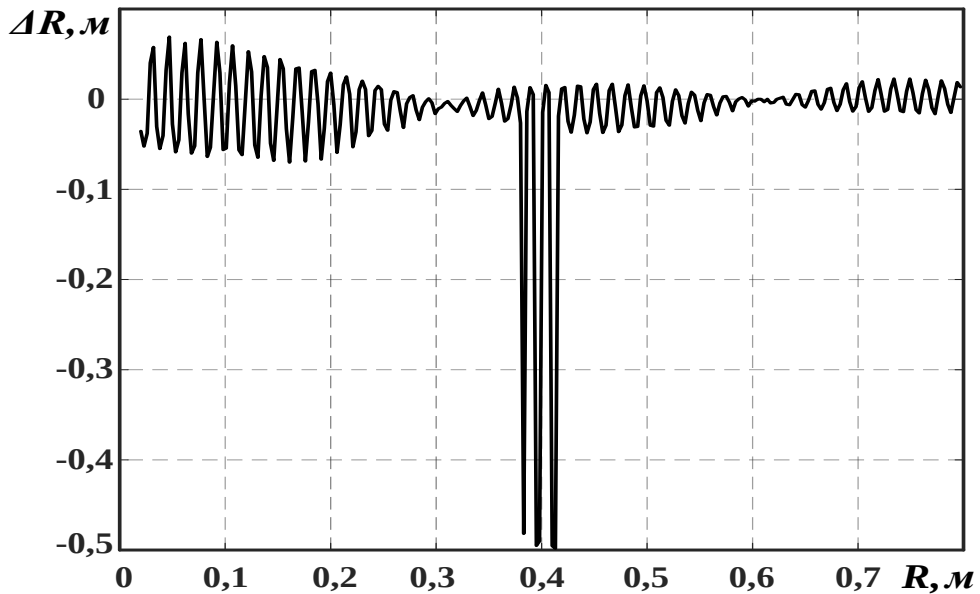


Рисунок 4.12 – Мгновенные погрешности измерения расстояния без использования ВФ

Для устранения этих выбросов использована ВФ Блэкмана. Результат вычислений показан на графике 1, приведенном на рисунке 4.13. Платой за устранение выбросов является увеличение погрешности оценки расстояния. Это происходит за счет расширения ширины главного лепестка спектральной плотности полезного сигнала.

Как отмечено в третьей главе, уменьшить влияние МО можно путем варьирования начальной фазы [93]. При каждом измерении расстояния необходимо найти такую фазу СРЧ, при которой взаимная энергия полезного и мешающего сигналов, будет минимальна. При минимальной взаимной энергии будет минимизироваться и взаимный спектр полезного сигнала и помехи.

Результат вычислений приведен на рисунке 4.13, график 2. График получен при варьировании начальной фазы с использованием ВФ (3.36) с коэффициентом $\alpha = 0,75$.

Из рисунка 4.13 видно, что варьирование начальной фазы позволяет устранить аномальные ошибки. Погрешность измерения расстояния уменьшается.

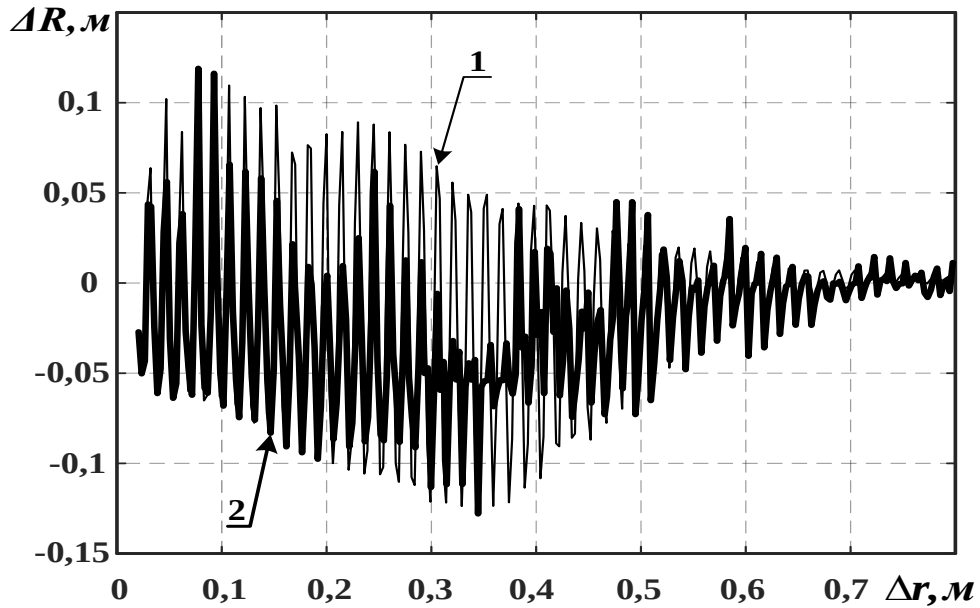


Рисунок 4.13 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при варьировании начальной фазы сигнала разностной частоты

Возникновение погрешности измерения расстояния при варьировании начальной фазы объясняется следующим. На рисунке 4.14 показана зависимость полной энергии $E(i)$ СРЧ, снятого на расстоянии $\Delta r = 0,5$ м, от числа i сдвига отсчетов. Величина $E(i)$ определяется в соответствии с формулой (3.27). СРЧ разбит на два блока одинаковой длиной по $M = 512$ отсчетов.

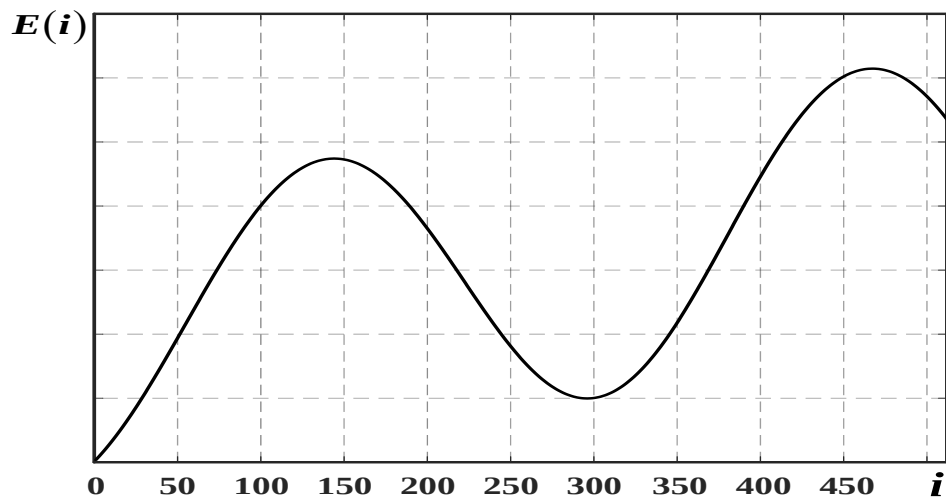


Рисунок 4.14 – Типичный график полной энергии сигнала разностной частоты

Экстремальные значения энергии $E(i)$ зависят от влияния ПАМ, паразитной частотной модуляции, что приводит к ошибке поиска тех значений фаз, на которых полная энергия $E(i)$ принимает максимальное и минимальное значения. Например, по рисунку 4.14 следует, что при $i = 0$ функция $E(i)$ принимает минимальное значение. Однако, как правило, когда $i = 299$ функция $E(i)$ достигает минимума. В следствие чего возникает ошибка определения оптимальных значений фаз СРЧ, что приводит к увеличению погрешности измерения.

Самым неудачным является случай, когда полезный и МО расположены близко друг к другу. В этом случае невозможно определить значения чисел i_1 и i_2 сдвига отсчетов, где энергия $E(i)$ достигает максимума и минимума. На рисунке 4.15 приведен график полной энергии сигнала $E(i)$ при расстоянии МО-полезный отражатель в 0,1 м. Из рисунка ясно, что в этом случае определить оптимальную начальную фазу невозможно.

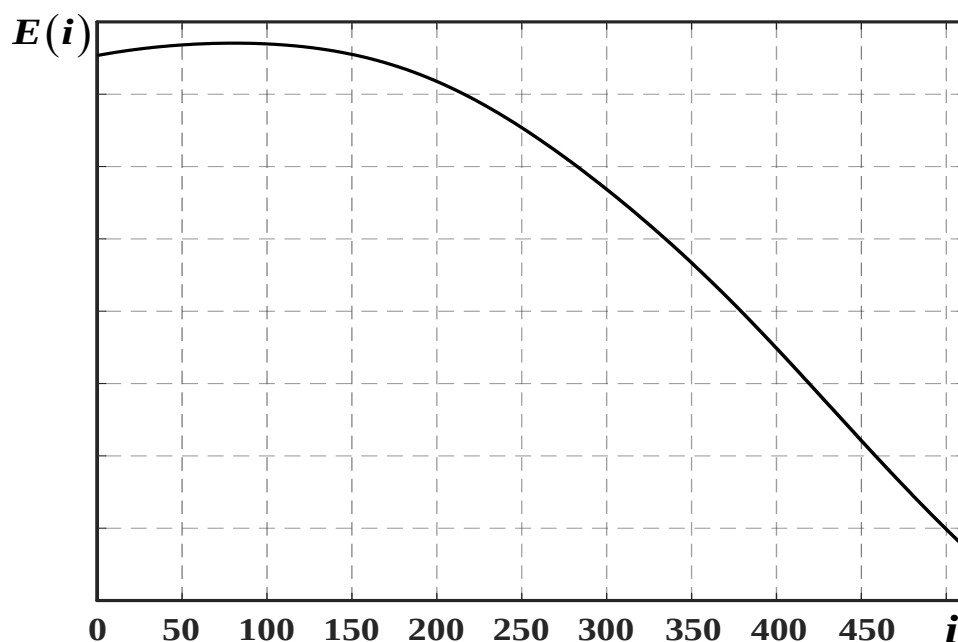


Рисунок 4.15 – График полной энергии сигнала разностной частоты при близком расположении полезного и мешающего отражателей

4.5.2 Полезный отражатель расположен на малом расстоянии от ЧМ дальномера

Полезный отражатель, расположен на тележке, перемещающейся на расстояниях от 0,45 м до 0,75 м от ЧМ дальномера. В этом случае МО является спектральная плотность СРЧ, вычисленная на отрицательных частотах. Избавиться от такой помехи невозможно.

На рисунке 4.16 приведен график СРЧ, снятого на расстоянии $R = 0,5$ м.

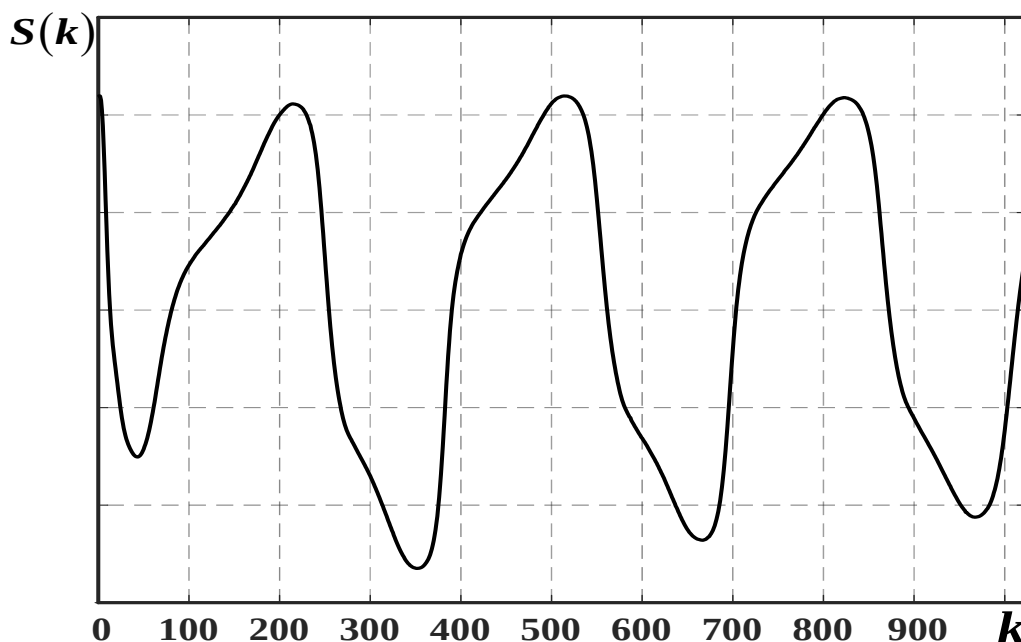


Рисунок 4.16 – График сигнала разностной частоты при измерении малых расстояний

Из рисунка 4.16 видно, что СРЧ $S(k)$ сильно искажен из-за влияния ПАМ, паразитной частотной модуляции, отражений малой интенсивности в антенно-волноводном тракте, различного рода нелинейностей.

На рисунке 4.17 показан график взаимной энергии спектральных плотностей, вычисленных на положительных и отрицательных частотах, в зависимости от числа сдвига отсчетов i до полезного отражателя.

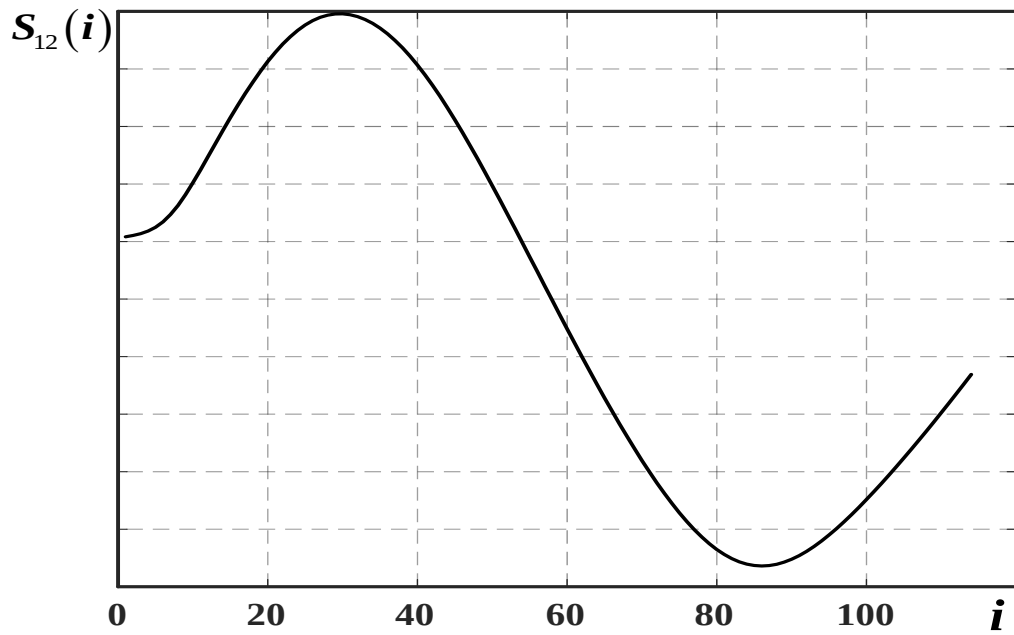


Рисунок 4.17 – График взаимной энергии

Из рисунка 4.17 видно, что для нахождения минимального и максимального значений взаимной энергии требуется малое число отсчетов i - не больше 120. Это очень важно, поскольку чем меньше величины i , тем меньше уменьшения величина диапазона перестройки несущего колебания. Этим объясняется то, что наибольший выигрыш при варьировании начальной фазы достигается при измерении малых расстояний.

Результаты обработки экспериментальных данных приведены на рисунке 4.18. График 1 соответствует использованию алгоритма (1.13). График 2 получен при использовании алгоритма (1.13) и варьировании начальной фазы. Видно, что погрешность измерения расстояния при нахождении оптимальной начальной фазы и использовании алгоритма (1.13) позволяет заметно снизить погрешность измерения расстояния.

На рисунке 4.19 приведены графики, аналогичные приведенным на рисунке 4.18. Единственное отличие – для получения обоих графиков использована ВФ Блэкмана.

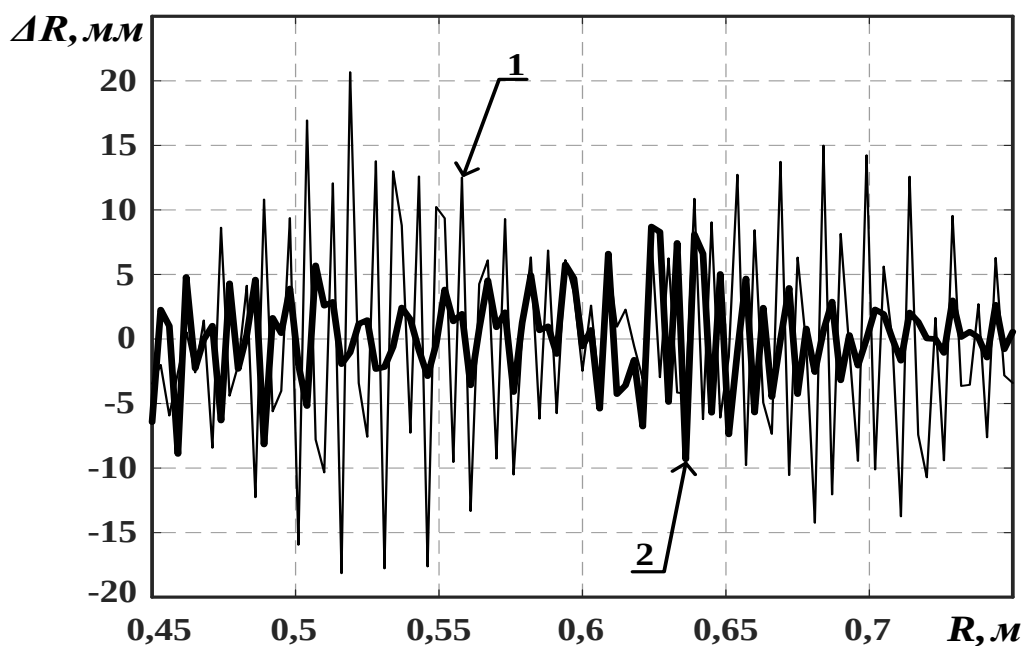


Рисунок 4.18 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при варьировании начальной фазы без использования весовой функции

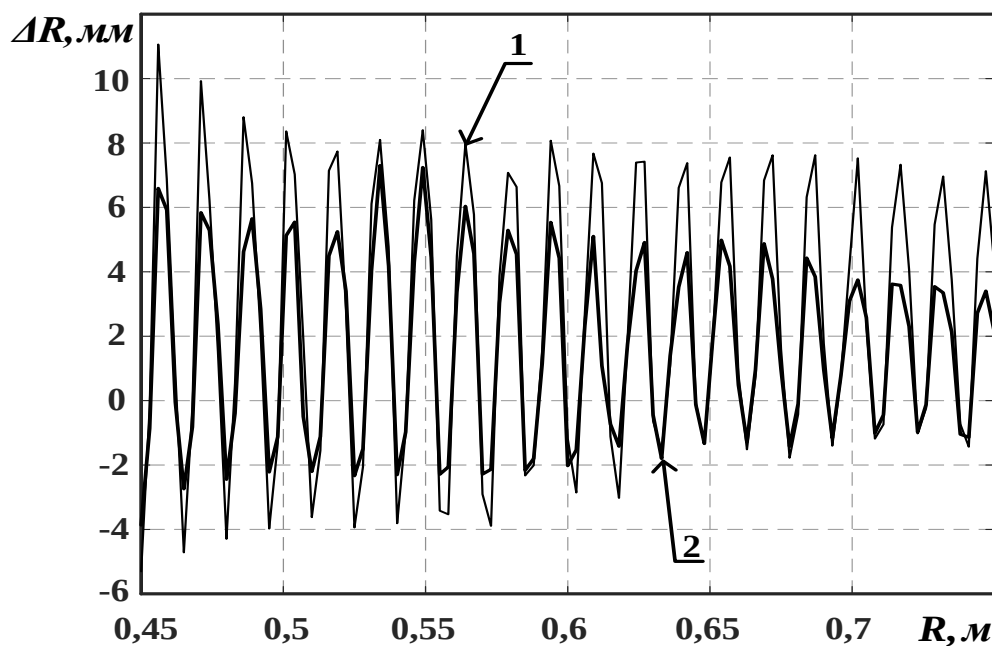


Рисунок 4.19 – Мгновенные погрешности измерения расстояния при варьировании начальной фазы с использованием весовой функции

Из анализа рисунка 4.18 видно, что в окрестностях точек $R = 0,45$ м и $R = 0,61$ м варьирование начальной фазы не дает выигрыша. Это объясняется тем, что в этих точках влияние спектральных плотностей, вычисленных на отрицательных частотах, очень мало. В этом случае использование

варьирования начальной фазы не приводит к уменьшению погрешности. Кроме того, при варьировании фазы, значение диапазона перестройки несущей частоты, уменьшается, что приводит к ухудшению точности измерения. Однако такое увеличение погрешности не велико (его величина не превышает мм).

Анализ рисунка 4.18 и 4.19 показывает, что варьирование начальной фазы позволяет снизить погрешность измерения расстояния примерно в 2-3 раза по сравнению с результатами, полученными с помощью алгоритма (1.13) без варьирования фазы. При этом использование ВФ позволяет уменьшить влияние боковых лепестков спектра, что повышает точность измерения.

4.6 Заключение

Проведена проверка разработанных алгоритмов на сигналах, полученных с помощью серийно выпускаемых в Рязани на ООО предприятие «КОНТАКТ-1» образцов ЧМ дальномеров серии БАРС 351, 352. Представленные ООО предприятие «КОНТАКТ-1» сигналы получены на сертифицированном измерительном стенде. Полученные результаты эксперимента показывают следующие:

- алгоритм оценки фазовой характеристики дальномера, основанный на ЛФОП СРЧ, позволяет уменьшить в 2-3 раза погрешность измерения из-за влияния МО;
- алгоритм оценки частоты СРЧ, основанный на комбинации следящего алгоритма и компенсации помехи, позволяет уменьшить и зону повышенной погрешности в 2-3 раза и погрешность в 3-4 раза по сравнению с результатами, полученными с помощью методов параметрического спектрального анализа, в том числе метода Прони, метода EV;
- алгоритм оценки частоты СРЧ, основанный на варьировании начальной фазы, позволяет повысить точность измерения малых расстояний в 2-3 раза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе поставлены и решены задачи исследования, получены следующие основные результаты.

1. Предложена процедура оценки фазовой характеристики ЧМ дальногомера, использующая ЛФОП СРЧ. Поскольку для определения фазовой характеристики необходимо оценивать разностную частоту (или расстояние), то используя ЛФОП СРЧ, благодаря его узким экстремумам эти параметры измеряются существенно более точно, чем по положению максимальной спектральной составляющей. В результате погрешность оценки фазовой характеристики под воздействием МО уменьшается в 2-3 раза.

2. Определены границы Рао-Крамера для совместных и отдельных оценок частоты, фазы и амплитуды гармонического сигнала, принимаемого на фоне белого нормального шума, по его короткой выборке. Под короткой выборкой понимается радиосигнал, содержащий доли и единицы периода. Получены выражения для коэффициентов корреляции между разнородными параметрами радиосигнала. Показано, что при увеличении числа периодов радиосигнала на интервале наблюдения полученные выражения сходятся к известным из технической литературы соотношениям. Установлена связь между оценками параметров СРЧ и значениями несущей частоты, диапазоном перестройки и временем модуляции при измерении малых расстояний.

3. Предложена процедура, позволяющая оценивать частоту СРЧ при наличии МО при отношении сигнал-помеха меньше единицы. Предлагаемая процедура использует комбинацию следящих алгоритмов и компенсатора помехи. Использование алгоритма, осуществляющего слежение за МО, позволяет получить максимально правдоподобные оценки его параметров – амплитуды, частоты, фазы и затем сформировать компенсирующий сигнал. Основное требование к компенсирующему сигналу – обеспечить отношение сигнал-помеха не менее 2 дБ. При таком отношении сигнал-помеха исключается срыв слежения за полезным сигналом. Моделирование показало, что по сравнению с использованием следящего алгоритма без компенсации помехи срыв слежения

наступает на существенно меньших расстояниях между МО и полезным отражателем.

4. Предложен алгоритм оценки частоты, основанный на варьировании начальной фазы СРЧ и заключающийся в подборе такой начальной фазы, при которой взаимная энергия полезного сигнала и МО минимальна. Варьирование начальной фазы обеспечивается разбиением СРЧ на два блока и сдвигом «левого» блока вправо на 1,2,3, ... отсчета с добавлением выпадающих отсчетов из второго блока. С помощью численного моделирования показано, что погрешность, обусловленная МО, уменьшается примерно в 1,5 раза. Наибольший выигрыш обеспечивается при измерении малых частот, соответствующих расстояниям в доли метра. Помехой здесь является спектральная плотность сигнала, вычисленная на отрицательных частотах. Показано, что погрешность измерения в этом случае уменьшается примерно в 2-5 раза при такой начальной фазе, при которой взаимная энергия обеих частей спектральной плотности минимальна.

5. Проведена проверка разработанных алгоритмов на сигналах, полученных с помощью серийно выпускаемых в Рязани на ООО предприятие «КОНТАКТ-1» образцов ЧМ дальномеров серии БАРС 351, 352. Представленные ООО предприятие «КОНТАКТ-1» сигналы получены на сертифицированном измерительном стенде. Обработка сигналов показала следующее:

- алгоритм оценки фазовой характеристики дальномеров, основанный на ЛФОП СРЧ, позволяет уменьшить в 2-3 раза погрешность измерения из-за влияния МО;

- алгоритм оценки частоты СРЧ, основанный на комбинации следящего алгоритма и компенсации помехи, позволяет уменьшить и зону повышенной погрешности в 2-3 раза и погрешность в 3-4 раза по сравнению с результатами, определяемыми с помощью методов параметрического спектрального анализа, в том числе метода Прони, метода EV;

- алгоритм оценки частоты СРЧ, основанный на варьировании начальной фазы, позволяет повысить точность измерения малых расстояний в 2-3 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Сов. радио, 1961. 495 с.
2. Гоноровский И.С. Частотная модуляция и её применение. – М.: Связьиздат, 1948. 286 с.
3. Комаров И.В., Смольский С.М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. – М.: Горячая линия-Телеком, 2010. 392 с.
4. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. – М.: Радио и связь, 1989. 236 с.
5. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебн. пособ. для ВУЗов. – М.: Радиотехника, 2004. 319 с.
6. Богомолов А.Ф. Основы радиолокации. – М.: Советское радио, 1954. 302 с.
7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. Учебн. пособ. для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1992. 304с.
8. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
9. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. 537 с.
10. Коган И.М. Ближняя радиолокация. (Теоретические основы). – М.: Сов. Радио, 1973. 272 с.
11. Brumbi D. Low power FMCW radar system for level gauging //2000 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 2000. V. 3. P. 1559-1562.
12. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Методическая погрешность частотного дальномера при спектральной обработке сигнала биений // Прикладная Радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития: тез. докл. 2-го Межд. Радиоэлектронного Форума МРФ – 2005. – Харьков, 2005. – С. 274-277.

13. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. // Измерительная техника. 2003. № 9. С. 22-25.

14. Езерский В.В. Методы повышения точности измерения расстояния в радиодальномере с частотной модуляцией для промышленных систем ближней радиолокации: диссер. на соискание ученой степени доктора техн. наук. Рязань, 2005. 449 с.

15. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Прецизионные промышленные системы ЧМ-радиолокации ближнего действия. Методическая погрешность измерения и ее минимизация // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 2. С. 3-23.

16. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Давыдовкин В.М., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. – М.: Радиотехника, 2012. 512 с.

17. Атаянц Б.А., Баранов И. В., Болонин В. А., и др. Отечественные радиолокационные уровнемеры с частотной модуляцией. Практика промышленного применения: Монография. / Под общей редакцией Атаянца Б.А. – Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография», 2017. – 360 с.

18. Паршин В.С., Давыдовкин В.М., Гусев В.С. Компенсация влияния мешающих отражений на точность измерения расстояния ЧМ дальномером // Цифровая обработка сигналов и ее применение. Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова: тез. докл. конф. – Москва, 2003. – Вып. 5. – Т.1. – С. 261-263.

19. Паршин В.С., Езерский В.В., Багдадюлян А.А. Улучшение характеристик ЧМ дальномера при наличии мешающих отражателей с помощью параметрического спектрального анализа // Цифровая обработка сигналов и её применение: 7-я Международная конференция. Труды РНТОРЭС им. Попова Вып. VII–1. М., 2005. С. 77-80.

20. Паршин, В. С. Использование метода максимального правдоподобия для повышения точности измерения расстояния дальномером с частотной

модуляцией зондирующего сигнала / В. С. Паршин, А. А. Багдадюлян // Измерительная техника. – 2006. – № 10. – С. 22-26.

21. Паршин, В. С. Компенсация мешающих отражений при измерении малых расстояний ЧМ-дальномером / В. С. Паршин, А. Ю. Чигин // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2016. – Т. 6. – № 3. – С. 528-532.

22. Паршин, В. С. Повышение точности измерения дальности ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений с помощью методов параметрического спектрального анализа / В. С. Паршин, А. А. Багдадюлян // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 2006. – № 18. – С. 46-50.

23. Atayanc, B. A. Measurement of distance in near-field the radiolocation in the presence of interfering reflections / B. A. Atayanc, V. S. Parshin, V. V. Ezerski // CriMiCo 2012 - 2012 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, Sevastopol, Crimea: Sevastopol National Technical University, 2012. – P. 929-930.

24. Багдадюлян А.А. Алгоритмы оценки частоты сигнала биений на основе параметрического спектрального анализа для дальномеров с частотной модуляцией зондирующего сигнала: диссер. на соискание ученой степени кандидата техн. наук. – Рязань, 2007. – 191 с.

25. Паршин В.С. Методы и алгоритмы распознавания и оценки параметров случайных процессов в спектральной области при действии мешающих факторов. диссер. на соискание ученой степени доктора техн. наук. – Рязань, 2013. – 443 с.

26. Патент 2399888 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Б.А. Атаянц, В.С. Паршин, В.В. Езерский, С.В. Мирошин; заявл. 26.01.2009; опубл. 20.09.2010. Бюл. № 26.

27. Патент 2410650 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Б.А. Атаянц, В.С. Паршин, В.В. Езерский; заявл. 01.11.2008; опубл. 27.01.2011. Бюл. № 3.

28. Патент № 2244268 С2 Российская Федерация, МПК G01F 23/28, G01S 13/08. способ измерения уровня материала в резервуаре: № 2003105994/28: заявл. 04.03.2003: опубл. 10.01.2005 / Б. А. Атаянц, В. С. Паршин, В. В. Езерский ; заявитель ООО Предприятие "КОНТАКТ-1".

29. Патент № 2410650 С2 Российская Федерация, МПК G01F 23/284, G01S 13/34. способ измерения уровня материала в резервуаре: № 2008143623/28: заявл. 01.11.2008: опубл. 27.01.2011 / Б. А. Атаянц, В. С. Паршин, В. В. Езерский ; заявитель ООО предприятие "КОНТАКТ-1".

30. Патент № 2661488 С1 Российская Федерация, МПК G01S 13/08. Способ измерения расстояния: № 2017128236: заявл. 07.08.2017: опубл. 17.07.2018 / Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский; заявитель Общество с ограниченной ответственностью предприятие "КОНТАКТ-1".

31. Паршин В.С., Езерский В.В. Использование алгоритмов параметрического спектрального анализа при измерении дальности с помощью радиолокационных дальномеров с частотно-модулированным сигналом // Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск 7. т. 1. М., 2005. С. 229-232.

32. Паршин В.С. Следящий измеритель частоты сигнала биений радиодальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала // Цифровая обработка сигналов и ее применение: тез. докл. конф. Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – М., 2008. – Вып. 10. – Т.1. – С. 395-398.

33. Повышение точности ЧМ радиолокационных промышленных уровнемеров / Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский [и др.] // XII всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014, Москва, 16–19 июля 2014 года – Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. – М.: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2014. – С. 6988-7000.

34. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

35. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1983. – 624 с.
36. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
37. Куликов Е.И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигнала на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
38. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем: Учебное пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
39. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2012. – 240 с.
40. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для высших учебных заведений – 4е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
41. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
42. Фомин Я.А., Савич А.В. Оптимизация системы распознавания многомерных нормальных совокупностей // Радиотехника. – 1985. – Т. 40. – № 12. – С. 8-11.
43. Фомин Я.А., Тарловский Г.Р. Статистическая теория распознавания образов. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
44. Сайбель А.Г. Основы радиолокации. – М.: Сов. радио. 1961. – 384 с.
45. Атаянц Б. А., Езерский В. В., Паршин В. С. Измерение расстояния в системах ближней частотной радиолокации. М.: Общество с ограниченной ответственностью Издательство "КУРС", 2023. – 256 с.
46. Авторское свидетельство № 1141354 А1 СССР, МПК G01S 13/08. Частотно-модулированный радиодальномер: № 3586869: заявл. 03.05.1983: опубл. 23.02.1985 / Б. В. Кагаленко, В. П. Мещеряков; заявитель Рязанский радиотехнический институт.
47. Кагаленко Б.В., Марфин В.П., Мещеряков В.П. Частотный дальномер повышенной точности // Измерительная техника. 1981. № 11. С.28-29.

48. Мещеряков В. П. Разработка и исследование частотно-модулированных радиодальномеров повышенной точности: диссер. на соискание ученой степени канд. техн. наук. Рязань, 1986. 235 с.
49. Давыдочкин М.В. Методы и алгоритмы прецизионного измерения уровня жидкости ЧМ-радиолокаторами при действии комплекса мешающих факторов: диссер. на соискание ученой степени доктора техн. наук. Рязань, 2019. 355с.
50. Brumbi D. Fundamentals of Radar Technology for Level Gauging. 3-rd Revision. Krohne Messtechnik, Duisburg. 1999. 65 p.
51. Brumbi D. Measuring Process and storage tank level with radar technology // Record of the IEEE 1995 Int. Radar Conference. Alexandria, Virginia, USA. Record of the IEEE. 1995. P. 256-260.
52. Edvardson K. O. An FMCW radar for accurate level measurements // 9th Eur. Microwave conference Brighton. 17-19 September 1979. P. 712-715.
53. Bialkovski M. E., Stuchly S. S. A study into a microwave liquid level gauging system incorporating a surface waveguide as the transmission medium // Singapore ICCS'94. Conference Proceedings. V. 3. 1994. P. 939-943.
54. Stuchly S., Bialkovski M., Caputa K., Guo W. Microwave level gauging system // 10th international microwave conference MIKON-94. V. 2. Poland. 1994. P. 530-534.
55. Stolle R., Heuermann H., Schiek B. Novel algorithms for FMCW range finding with microwaves // Microwave systems conference IEEE NTC'95. USA. 1995. P. 129-132.
56. Stolle R., Schiek B. Precision ranging by phase processing of scalar homodyne FMCW raw data // 26th EuMC. Prague. Czech Republic. 1996. P. 143-146.
57. Johanngeorg O. Radar Application in Level Measurement, Distance Measurement and Nondestructive Material Testing // Proc. of 27th European Microwave Conference, September 8-12. Jerusalem, Israel. 1997. P. 1113-1121.
58. Lynnworth L.C. Ultrasonic measurements for process control: theory, techniques, applications. Boston: Academic press, 1989. 694 p.

59. Litak B.G. Instrument Engineers Handbook. Volume 1. Fourth Edition: Process Measurement and Analysis. London: CRC Press, 1995. 1920 p.
60. Lui P. Delay estimation using instantaneous frequency and phase difference-simulation study // IEEE trans. on ultrasonic, ferroelectrics and frequency control. 2016. V.63. №3. P. 394-407.
61. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. A FMCW - Interferometry approach for ultrasonic flow meters // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT 2018). Yekaterinburg, Russia. 2018. P. 237-240.
62. Shaswary E., Tavakkoli J., Xu Y. A New Algorithm for Time-Delay Estimation in Ultrasonic echo signal // IEEE trans. on ultrasonic, ferroelectrics and frequency control. 2015. V. 62. №1. P. 236-241.
63. Skolnik, M. Introduction to Radar Systems. New York: McGraw-Hill, 1962. 648 p.
64. Uboldosold P., Knedlik S., Loffeld O. A method to extend the estimation range of the existing time-domain Doppler centroid estimators // IEEE Geoscience and remote sensing letters. 2008. V. 5. № 2. P.185-188.
65. Ukil A., Shah V.S., Deck B. Fast computation of arctangent functions for embedded applications: A comparative analysis //IEEE ISIE. 2011. P. 1206-1211.
66. Атаянц Б. А., Давыдовкин В. М., Давыдовкина С. В., и др. Основы теории прецизионного измерения расстояния в ближней частотной радиолокации: Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2024. – 308 с.
67. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
68. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В трёх книгах. Книга первая: Изд. 2-е, перераб. – М.: Сов. радио. – 1974. – 552 с.
69. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход / пер. с англ. И. Ю. Дорошенко, А. В. Назаренко. – 2-е изд. – М. [и др.]: Вильямс, 2008. – 989 с.

70. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. – 1978. – Т. 66. №1. – С. 60-96.
71. Васильев Ф.П. Численные методы решения экстремальных задач. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука. 1988. – 552 с.
72. Кошелев В.И., Горкни В.Н. Повышение точности оценки центральной частоты узкополосного процесса в процессоре БПФ. // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47. – №1. – С. 67-73.
73. Паршин В.С. Повышение точности промышленных радиоволновых дальномеров при использовании для оценки частоты метода максимального правдоподобия // Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения; докл. конф. – М.: ИПУ РАН, 2012. – С.2008-2012.
74. Гаврилов В.Л., Сизов В. П., Оценивание параметров гармонического сигнала на ограниченном интервале наблюдения // Радиотехника. – 1998. – №11. – С. 67-70.
75. Лабутин С.А., Пугин М.В. Помехоустойчивость и быстроедействие методов измерения частоты по короткой реализации гармонического сигнала // Измерительная техника. 1998. №9. С. 34-77.
76. Зандер Ф.В. Алгоритмы оптимальной оценки параметров радиосигнала при времени измерения менее периода и некрatном периоде с привязкой результата к началу измерительного интервала // Измерительная техника. 2003. №2. С. 43-45.
77. Ронкин, М. В. Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих / М. В. Ронкин, А. А. Калмыков, Е. И. Хрестина // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2015. – № 1. – С. 48-52.
78. Дорох, К. Ю. Оценка частотных параметров ЛЧМ-сигнала по короткой выборке / К. Ю. Дорох, С. В. Козлов, Е. А. Манюкевич // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах, Воронеж, 17–19 апреля 2018 года. Том 4. – Воронеж: Общество с ограниченной ответственностью "Вэлборн", 2018. – С. 362-367.

79. Атаянц, Б. А. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации / Б. А. Атаянц, В. С. Паршин // Измерительная техника. – 2004. – № 6. – С. 42-45.

80. Кагаленко, М. Б. Точность оценки частоты гармонического сигнала методом нелинейных наименьших квадратов / М. Б. Кагаленко // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 1. – С. 76-80.

81. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 320 с.

82. Паршин, В. С. Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 22-26.

83. Паршин, В. С. Влияние скорости распространения радиоволн на точность оценки расстояния методом максимального правдоподобия / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2023 : Сборник трудов VI международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 01–03 марта 2023 года / Под общей редакцией О.В. Миловзорова. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2023. – С. 88-92.

84. Паршин, В. С. Оценка частоты и фазы гармонического сигнала, принимаемого на фоне белого шума, по его короткой выборке / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2024. – № 4. – С. 16-20.

85. Паршин, В. С. Коэффициенты корреляции между оценками параметров гармонического сигнала, принимаемого на фоне белого шума, по его короткой выборке / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем ("Радиоинфоком-2024"): Сборник научных статей по материалам VIII Международной научно-практической конференции, Москва, 18–22 ноября 2024 года. – Москва: МИРЭА-Российский технологический университет, 2024. – С. 459-462.

86. Паршин, В. С. Коэффициент корреляции оценок относительной частоты и фазы гармонических сигналов, представленных короткой выборкой / В.

С. Паршин, В. Д. Нгуен // Актуальные проблемы современной науки и производства : Материалы IX Всероссийской научно-технической конференции, Рязань, 27–29 ноября 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, 2024. – С. 19-25.

87. Паршин, В. С. Уменьшение погрешности измерения расстояния дальномером с частотной модуляцией зондирующего сигнала при использовании перестройки несущей частоты передатчика / В. С. Паршин, Н. С. Заигров // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2020. – № 74. – С. 14-22. – DOI 10.21667/1995-4565-2020-74-14-22.

88. Паршин, В. С. Влияние паразитной амплитудной модуляции на погрешность измерения расстояния ЧМ дальномером при варьировании его несущей частоты / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов и её применение (DSPA-2022): 24-я Международная конференция, Москва, 30 марта – 01 апреля 2022 года. Выпуск: XXIV. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2022. – С. 188-191.

89. Паршин, В. С. Влияние паразитной амплитудной модуляции на измерение малых расстояний ЧМ дальномером / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2022: Сборник трудов V Международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 02–04 марта 2022 года / Под общей редакцией О.В. Миловзорова. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2022. – С. 27-31.

90. Нгуен, В. Д. Влияние амплитуды мешающих отражений на точность оценки расстояния ЧМ дальномером / В. Д. Нгуен // Новые информационные технологии в научных исследованиях: Материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. В 2-х томах, Рязань, 07–09 декабря 2022 года. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2022. – С. 164-166.

91. Паршин, В. С. Влияние помех на оценку расстояния ЧМ дальномером при варьировании его несущей частоты / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA – 2023 : Доклады XXV Международной

конференции, Москва, 29–31 марта 2023 года. – М.: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2023. – С. 132-137.

92. Нгуен, В. Д. Выбор весовой функции при измерении расстояния с варьированием несущей частоты передатчика ЧМ дальномера / В. Д. Нгуен // Новые информационные технологии в научных исследованиях : Материалы XXVIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Рязань, 22–24 ноября 2023 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина. 2023. – С. 151-152.

93. Нгуен, В. Д. Снижение погрешности измерения расстояния ЧМ дальномером при варьировании начальной фазы сигнала разностной частоты / В. Д. Нгуен // Новые информационные технологии в научных исследованиях : Материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Рязань, 27–29 ноября 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. – С. 149-150.

94. Паршин, В. С. Измерение расстояния ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений малой интенсивности / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Актуальные проблемы современной науки и производства : Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции, Рязань, 27–30 ноября 2023 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, 2023. – С. 3-9.

95. Паршин, В. С. Оценка амплитуды сигнала разностной частоты ЧМ дальномера методом максимального правдоподобия / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2024 : Сборник трудов VII Международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 04–06 марта 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. – С. 90-97.

96. Паршин, В. С. Оценка расстояния до отражающей поверхности при отношении сигнал/помеха, меньшем единицы / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2024: Сборник трудов

VII Международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 04–06 марта 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. – С. 97-103.

97. Паршин, В. С. Измерение расстояния до отражающей поверхности ЧМ дальномером при отношении сигнал/помеха меньше единицы / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA - 2024 (Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение) : Доклады XXVI Международной конференции, Москва, 27–29 марта 2024 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2024. – С. 113-118.

98. Паршин, В. С. Формирование опорного сигнала частотного дальномера методом максимального правдоподобия / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2024. – № 90. – С. 14-21. – DOI 10.21667/1995-4565-2024-90-14-21.

99. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – 13-е изд., исправленное. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 544 с.

100. Патент 2298770 РФ G01S 13/14. Стенд регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров / Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. А. Болонин, В. В. Езерский, Ю. В. Мазалов, С. А. Маркин, Д. Я. Нагорный. Оpubл. 10.05.2007.

101. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений: 2-е изд. – М: ФизМатГиз – 1962. – 352 с.

102. Атаянц, Б. А. Влияние паразитной частотной модуляции, вызванной эхо-сигналами, на погрешность частотного дальномера с оценкой разностной частоты на основе метода фазовых добавок / Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. – № 64. – С. 29-34. – DOI 10.21667/1995-4565-2018-64-2-29-34.

ПРИЛОЖЕНИЕ

П1. Акт внедрения



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора -

главный конструктор

ООО предприятие «КОНТАКТ-1»

Б.А. Атаянц

«07» «05» 2025 г.

Акт

внедрения результатов

диссертационной работы Нгуен Ван Дыка

Мы, нижеподписавшиеся

- начальник СКБ Нагорный Д.Я.

- зам. генерального директора по
техническому развитию, качеству
и метрологии Мазалов Ю.В.

составили настоящий акт о том, что на ООО предприятие «КОНТАКТ-1» рассмотрены следующие результаты кандидатской диссертации Нгуен Ван Дыка (научный руководитель, д.т.н. Паршин В.С.):

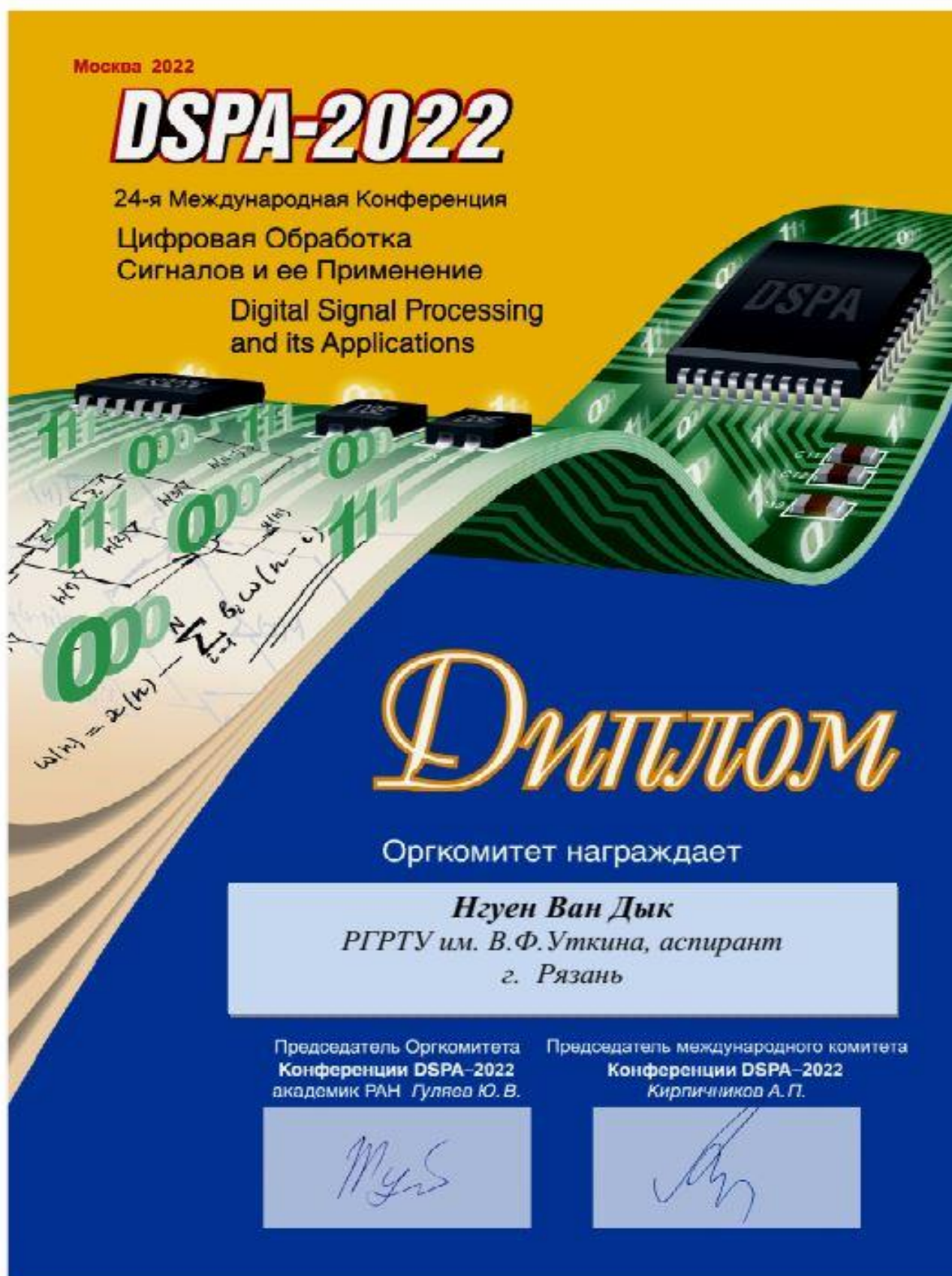
1. Алгоритм оценки разностной частоты, основанный на варьировании начальной фазы сигнала на выходе смесителя дальномера, позволяющий уменьшить погрешность измерения на фоне мешающих отражений в 3-5 раз по сравнению с алгоритмом оценки частоты по максимуму спектральной плотности сигнала разностной частоты.
2. Алгоритм оценки разностной частоты ЧМ дальномера, основанный на комбинации следящего измерителя и компенсатора помехи, предусматривающий оценку параметров помехи, позволяющий уменьшить примерно в 5 раз зону повышенной погрешности по сравнению с известным следящим алгоритмом.
3. Результаты анализа статистических характеристик оценок частоты, фазы и амплитуды сигнала разностной частоты, представленного короткой выборкой (длительностью до долей периода колебаний сигнала разностной частоты), позволяющие определить потенциальную точность измерений.

Рассмотренные алгоритмы прошли проверку на сертифицированном измерительном стенде и могут быть использованы при разработке новых образцов дальномеров с частотной модуляцией излучаемого сигнала.

Начальник СКБ Нагорный Д.Я.

Зам. генерального директора по
техническому развитию, качеству
и метрологии Мазалов Ю.В.

П2. Дипломы за лучший доклад



Москва 2023

DSPA-2023

25-я Международная Конференция

Цифровая Обработка

Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing
and its Applications

Диплом

Оргкомитет награждает

Нгуен Ван Дык

ФГБУ ВО РГРТУ им В.Ф.Уткина, аспирант
г. Рязань

Зам. Председателя Оргкомитета
Конференции DSPA-2023
чл. - корр. РАН Зубарев Ю.Б.

Председатель международного комитета
Конференции DSPA-2023
Кирличников А. П.





Москва 2025

DSPA-2025

27-я Международная Конференция

Цифровая Обработка

Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing
and its Applications**Диплом**

Оргкомитет награждает

Нгуен Ван ДыкРГРТУ им.В.Ф. Уткина, аспирант
г. РязаньПредседатель Программной группы
Международного организационного комитета
Конференции DSPA-2025
д.т.н., чл.- корр. РАН Дворкович А.В.Председатель
международного комитета
Конференции DSPA-2025
Кирличников А. П.