

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования "МИРЭА Российский технологический университет"



На правах рукописи

Скрябин Юрий Михайлович

**Информационно-измерительная система  
электростатической локации БПЛА и её алгоритмическое  
обеспечение**

Специальность 2.2.11. —

«Информационно-измерительные и управляющие системы»

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доцент, доктор технических наук  
Потехин Дмитрий Станиславович

Рязань — 2025

## Оглавление

	Стр.
<b>Введение</b> . . . . .	<b>4</b>
<b>Глава 1. Обзор технологии электростатической локации</b> . . . . .	<b>12</b>
1.1 Информационно-измерительные системы разведки . . . . .	12
1.2 Электростатический мониторинг движения заряженных частиц в газовом тракте . . . . .	16
1.2.1 Схема измерения . . . . .	16
1.2.2 Методы цифровой обработки . . . . .	24
1.3 Электростатические флюксометры в метеонаблюдениях . . . . .	26
1.3.1 Схема измерения . . . . .	26
1.3.2 Вейвлет преобразование . . . . .	32
Выводы к главе 1 . . . . .	38
<b>Глава 2. Математическое моделирование процесса     электростатической локации</b> . . . . .	<b>41</b>
2.1 Схема измерения при электростатической локации . . . . .	41
2.1.1 Математическая модель работы электростатического флюксометра . . . . .	41
2.1.2 Математическая модель пролета БПЛА . . . . .	46
2.1.3 Признаки электростатического сигнала . . . . .	48
2.1.4 Границы обнаружения датчика . . . . .	50
2.1.5 Взаимосвязь параметров пролета БПЛА с признаками электростатических сигналов . . . . .	52
2.2 Алгоритм синтеза анализирующей рациональной функции . . . . .	58
2.2.1 Целевые свойства анализирующей функции . . . . .	58
2.2.2 Выбор анализирующей функции . . . . .	60
Выводы к главе 2 . . . . .	62
<b>Глава 3. Разработка программно-аппаратного комплекса</b> . . . . .	<b>63</b>
3.1 Алгоритм синтеза анализирующей функции . . . . .	63
3.1.1 Градиентный поиск коэффициентов анализирующей функции . . . . .	63

3.1.2	Вычисление коэффициентов анализирующей функции через метод наименьших квадратов . . . . .	67
3.1.3	Сравнение алгоритмов синтеза по итоговому результату .	71
3.2	Визуализация и обработка время-частотного распределения . . .	75
3.2.1	Программная реализация . . . . .	75
3.2.2	Обработка время-частотного распределения . . . . .	82
3.3	Определение калибровочной характеристики электростатического флюксметра . . . . .	85
3.3.1	Программа для численного анализа схемы . . . . .	85
3.3.2	Схема эксперимента . . . . .	86
	Выводы к главе 3 . . . . .	88
<b>Глава 4. Экспериментальная часть . . . . .</b>		<b>90</b>
4.1	Дрейф нуля и чувствительность электростатического флюксметра	90
4.2	Электростатическая локация . . . . .	95
4.2.1	Результаты численного моделирования . . . . .	95
4.3	Натурный эксперимент . . . . .	98
	Выводы к главе 4 . . . . .	100
<b>Заключение . . . . .</b>		<b>102</b>
<b>Словарь терминов и сокращений . . . . .</b>		<b>104</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>		<b>106</b>
<b>Список рисунков . . . . .</b>		<b>114</b>
<b>Список таблиц . . . . .</b>		<b>118</b>
<b>Приложение А. Программный алгоритм синтеза анализирующей функции . . . . .</b>		<b>119</b>
<b>Приложение Б. Программы для численных экспериментов . . . . .</b>		<b>123</b>
<b>Приложение В. Патент на изобретение . . . . .</b>		<b>124</b>
<b>Приложение Г. Акты внедрения . . . . .</b>		<b>125</b>

## Введение

В настоящее время ведутся работы по развитию систем разведки беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Стандартные радиолокационные средства разведки, которые с высокой степенью вероятности способны обнаружить, идентифицировать и определить текущее местоположение крупных летательных аппаратов, оказываются неэффективны при обнаружении БПЛА. Это связано с меньшей эффективной площадью рассеяния (ЭПР) радиоволн вследствие меньших размеров и использованием других материалов. Кроме того, БПЛА могут передвигаться на малых и сверхмалых высотах, на которых наблюдается высокая доля паразитного переотраженного радиоизлучения от подстилающей поверхности (ПП).

Выделяют два способа решения данной проблемы. Первый способ заключается в усовершенствовании самих систем радиолокации, например при помощи сверхкороткоимпульсного радиоизлучения. Второй способ заключается в объединении радиолокационных систем со средствами разведки на иной физической природе для использования преимуществ их совокупности. Таким образом, каждое из средств разведки следует определить как подсистему общей информационно-измерительной системы локации, решающую все или часть задач по детектированию БПЛА: обнаружение, идентификацию, сопровождение цели. Использование нескольких средств разведки позволяет использовать сильные стороны каждой из подсистем, закрыв слабые места каждой из них в отдельности.

По физической природе средства разведки делят на следующие виды: радиолокационные, радиотехнические, оптико-электронные, акустические и электростатические. Каждая из данных систем обладает своими возможностями по обнаружению, идентификации, сопровождению целей при действии различных факторов: высоты, погоды, времени суток и прочих. Объединение данных средств в единый комплекс способствует возможности мониторинга воздушного пространства на предмет малых движущихся объектов в атмосфере в широком диапазоне условий.

Акустические и электростатические средства обнаружения схожи по своим возможностям и принципу. Они состоят из измерительных приборов, расположенных вдоль периметра охраняемой территории. Обработка совокупности

измерений с данных приборов согласно определенному алгоритму позволяет получить информацию о текущем местоположении цели.

Преимуществом акустических и электростатических локационных систем является пассивность работы их датчиков и эффективность в обнаружении низколетящих целей, обнаружение которых затруднительно для радиолокационных систем. Недостатком акустических средств разведки перед электростатическими является то, что акустическая заметность может быть снижена переводом аппарата в режим планирования. Также акустическую маскировку цели могут обеспечить внешние условия, такие как восходящие воздушные потоки. Средства электростатической маскировки при этом ограничиваются применением разрядников, которые, однако, не решают проблему кардинально.

Разумеется, стоит отметить, что электростатическая сигнатура цели, в отличие от акустической, не позволяет идентифицировать летающий объект. Поэтому средства электростатической разведки решают вопросы обнаружения и локации цели, а идентификация предполагается при помощи послышки мощного радиосигнала в указанную область пространства или осмотром пространства оптической системой обнаружения с большим увеличением, хоть и малым угловым полем.

Актуальность данной темы обоснована ростом числа беспилотных летательных аппаратов. Слежение за их движением необходимо для предотвращения нарушения данными аппаратами границ воздушных коридоров, в которых им позволено передвигаться, и наличие зон, где их появление запрещено.

### **Степень разработанности темы.**

В настоящий момент времени среди отечественных и зарубежных работ существуют наработки по отдельным аспектам информационно-измерительных систем электростатической локации, но не существует ни только известного прототипа, но и не описан алгоритм обнаружения и локации БПЛА. Поэтому в настоящей работе описывается аппаратное, алгоритмическое и программное обеспечение данной системы.

Основные виды электростатических датчиков в середине 20-го века описал Имянитов И.М. В настоящее время получили распространение электростатические зонды и электростатические флюксометры ротационного типа.

Зонды являются простыми электростатическими пластинами, соединенными с землей через большое сопротивление (более  $10^9$  Ом). Электрический ток, образующийся при возникновении индуцированного на пластине заряда,

характеризует скорость изменения напряженности электростатического поля. Оптимальная форма электродов и некоторые аспекты их использования для электростатической локации изучались исследовательской группой на предприятии Алмаз-Антей, военно-учебном центре Воронежа, в военной академии республики Беларусь в Минске (Нефедов Д.С.) и в Санкт-Петербургском университете Петра Великого.

Электростатические флюксометры также теоретически применимы для обнаружения БПЛА, что было показано на полигоне Владимирского государственного университета. Также исследовательская группа ВЛГУ под руководством Ефимова В.А. проводила работы по модернизации данного прибора в целях уменьшения дрейфа нуля. Хотя исследования проводились в большей части для использования данных приборов в метеорологических исследованиях, также проверялась возможность использования электростатических флюксометров для обнаружения летательных аппаратов и предложена полезная модель локатора носителей источников заряда.

Полный цикл исследований с созданием промышленных систем по обнаружению заряженных частиц при помощи электростатической локации был проделан в смежной области исследований: электростатическом мониторинге состояния технических объектов. Наиболее близкой к рассматриваемой проблеме задачей в этой области является определение траекторий и скорости движения заряженных частиц, увлекаемых потоком жидкости или газа в трубопроводе. В этой области следует отметить работы исследовательской группы из британского университета Кента под руководством Йонг Яня.

В области цифровой обработки нестационарных сигналов можно отметить множество групп исследователей как отечественных, так и зарубежных. Исследованиями в области обработки электростатических сигналов и сигналов электрокардиограмм, которые схожи между собой, занимаются ученые китайских, британских и американских университетов. Стоит отметить таких ученых как Левис Р.Р. из учебной клиники Майо в Манчестере, Городницкий Н.А. из Санкт-Петербургского университета и Шен Пень Е. из политехнического университета Хэнаня.

**Целью** данной работы является аппаратное и алгоритмическое обеспечение возможности помехоустойчивого обнаружения и локации низколетящего летательного аппарата, пересекающего охраняемый периметр, на основе со-

вокупности сигналов информационно-измерительной системы электростатической локации.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Разработать алгоритм определения траектории БПЛА, пересекающего охраняемый периметр при помощи информационно-измерительной системы на основе сигналов датчиков электростатического поля. Разработать алгоритмы по цифровой обработке сигналов датчиков электростатического поля для помехоустойчивого определения признаков сигнала.
2. Разработать математическую модель, описывающую процессы электростатической индукции на измерительном электроде, в том числе при подключении следящей обратной связи.
3. Разработать комплекс программ численного моделирования для описания полного процесса электростатической локации, включающей в себя как решение электростатической задачи, так и процесса обработки сигналов информационно-измерительной системы.
4. Сравнить разработанные алгоритмы определения траектории БПЛА по точности определения признаков сигнала при различном уровне соотношения сигнал/шум.
5. Произвести сравнение результатов численного и натурального эксперимента процесса электростатической индукции на измерительном электроде электростатического флюксметра ротационного типа на основе прототипа автора.

**Объектом** исследования является информационно-измерительная система электростатической разведки.

**Предметом** исследования являются датчики электростатического поля и системы обработки сигналов с них.

**Научная новизна** полученных в диссертационной работе результатов состоит в следующем:

1. Определены на основе математической модели процесса электростатической локации необходимые признаки электростатического сигнала с трех датчиков, на основе которых можно определить траекторию полета заряженного объекта. Выделенные признаки (частотный и временной) не зависят от дрейфа нуля.

2. Обосновано, разработано и протестировано время-частотное преобразование измерительного сигнала путем свертки с рациональной анализирующей функцией. Преобразование сигнала при помощи данной функции во время-частотную область полностью соответствует тригонометрическому тождеству в пределах полупериода сигнала.
3. Разработан и реализован алгоритм имитационного моделирования цифровой обработки электростатических сигналов на основе анализа математической модели информационно-измерительной системы электростатической локации и время-частотного преобразования сигналов, и предложен алгоритм анализа время-частотного распределения сигнала, опирающийся на рассмотрение фазо-частотной характеристики. Данный алгоритм позволяет в два и более раз точнее определить временной признак сигнала по сравнению со стандартным при соотношении сигнал/шум менее 6.

Практическая значимость полученных в диссертационной работе результатов состоит в следующем:

1. Разработан программный комплекс, позволяющий применить рассмотренный метод для синтеза анализирующей функции и проработки алгоритма анализа фазо-частотной диаграммы. В качестве входных данных комплекс рассматривает уравнения функций и обрабатывает их с использованием ядра символьных вычислений, что позволяет минимизировать ошибки округлений и ускорить синтез.
2. Разработан электростатический флюксметр ротационного типа, обладающий большей точностью и надежностью измерений, чем существующие аналоги. Это обеспечивается новыми конструктивными особенностями по подавлению аддитивных помех. Схема измерения была обоснована численным экспериментом и результаты подтверждены в лабораторном эксперименте над прототипом. Получен патент на изобретение.
3. На основе математической модели процесса работы информационно-измерительной системы электростатической локации были определены области обнаружения БПЛА датчиками электростатического поля, определена конфигурация расположения датчиков и высоты обнаружения БПЛА.

**Методология и методы исследования.**



Для синтеза анализирующей функции, т.е. для нахождения коэффициентов рациональной функции, удовлетворяющей целевым требованиям, использован модифицированный метод наименьших квадратов. Модификация метода состоит в замене части уравнений системы требованиями к анализирующей функции. Для составления системы уравнений электростатический сигнал был преобразован в рациональную функцию с коэффициентами, найденными через градиентный поиск по целевой функции: суммы квадратов отклонений от теоретического сигнала. Все интегралы в системе уравнений были преобразованы через основную теорему о вычетах, уравнения были упрощены через методы символьного ядра системы компьютерной алгебры Maple. Уравнения, связывающие признаки сигнала с параметрами летящего БПЛА, получены на основе математической модели движения точечного заряда над бесконечной проводящей плоскостью. Математическая модель разработанного прототипа флюксметра описывалась уравнениями на основе законов Кирхгофа и электростатической индукции. Экспериментальная калибровочная характеристика была получена в соответствии с процедурой поверки, принятой для приборов данного типа.

#### **Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Модель работы информационно-измерительной системы электростатической локации, позволяющая на основе кинематических параметров полета БПЛА и уровня помех определить точность определения положения БПЛА при использовании различных алгоритмов цифровой обработки.
2. Алгоритмическое описание работы информационно-измерительной системы электростатической локации, включающей в себя:
  - Эмпирически подтвержденную электрическую схему измерения датчика электрического поля и обоснованные расчетом рекомендации по размещению датчиков, позволяющие убрать влияние аддитивных помех и дрейфа нуля.
  - Алгоритм синтеза анализирующей функции для преобразования электростатического сигнала во время-частотную область, обеспечивающую выполнение основного тригонометрического тождества с отклонениями от него менее 1% в пределах  $\pm 40\%$  от периода.

- Алгоритм обработки время-частотного распределения электростатического сигнала на основе его фазы, позволяющее определить признак времени точнее, чем общепринятый алгоритм на основе вейвлет преобразования Морле при соотношении сигнал/шум более 1.
- Алгоритм определения местоположения БПЛА информационно-измерительной системой электростатической локации с ошибкой в 1 метр при соотношении сигнал/шум равным 4 и высоте 10 метров.

**Достоверность** обеспечена методами математического моделирования и проверкой полученных результатов в численном и лабораторном эксперименте.

#### **Апробация работы.**

Основные результаты работы докладывались на международной конференции по фундаментальным проблемам радиоэлектронного приборостроения Intermatic 2017 в МТУ МИРЭА, на 61-ой всероссийской научной конференции МФТИ (2018), на международной научной конференции Ломоносов 2019 в МГУ им. М.В. Ломоносова и на XI международной научно-практической конференции ВВСТ-2021 в АлГТУ им. И.И. Ползунова. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-90028.

#### **Личный вклад.**

1. Собран экспериментальный стенд и проведены лабораторные эксперименты по получению калибровочной характеристики прибора.
2. Описаны математические модели пролета БПЛА через линию датчиков, электрической схемы измерения. Составлены программы по численному моделированию.
3. Разработан и обоснован алгоритм синтеза анализирующей функции с обеспечением требуемых характеристик время-частотного преобразования.
4. Разработан способ обработки фазо-частотной диаграммы.
5. Разработана и обоснована конструкция измерительного тракта и схема измерения электростатического флюксметра ротационного типа.

**Публикации.** Основные результаты по теме диссертации изложены в 10 печатных изданиях, 3 из которых изданы в журналах, рекомендованных ВАК, 1 — в периодических научных журналах, индексируемых Web of Science

и Scopus, 4 — в тезисах докладов, 2 — в статьях, индексируемых в РИНЦ. Зарегистрирован 1 патент на изобретение.

**Объем и структура работы.** Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения и 4 приложений. Полный объем диссертации составляет 127 страниц, включая 43 рисунка и 6 таблиц. Список литературы содержит 66 наименований.

## Глава 1. Обзор технологии электростатической локации

В ходе обзора литературы в области электростатической локации объектов, движущихся в атмосфере, не выявлено полного цикла исследований для возможности создания информационно-измерительной системы электростатической локации. Поэтому при рассмотрении технологии электростатической локации следует опираться на смежную область исследований: технологию электростатического мониторинга объектов, движущихся в замкнутых трактах, где также используются информационно-измерительные системы (ИИС) с применением электростатических датчиков. В данной главе рассматривается решение задачи определения параметров движения частиц в газовом тракте при электростатическом мониторинге в воздушных средах замкнутых технических объектов и существующие наработки в области средств разведки движения заряженных частиц в атмосфере планеты. Следует дать ответы на вопрос выбора схемы измерения параметров движения заряженного объекта в атмосфере, способа помехоустойчивой обработки сигналов.

### 1.1 Информационно-измерительные системы разведки

Методы обнаружения БПЛА можно классифицировать по виду различных демаскирующих признаков, которые выделяют его в окружающей среде. В качестве признаков обычно выделяют сигнатуры радиочастотного, инфракрасного и оптического диапазона. Кроме этого БПЛА можно обнаружить по акустической и электростатической сигнатуре. Перспективные информационно-измерительные системы обнаружения строятся на основе комплексирования информации по каналам разной физической природы [1–3].

Очевидно, что система электростатической локации сама по себе не может обеспечить полный комплекс по детектированию БПЛА в виду ограничений по высоте обнаружения и принципиальной невозможности идентификации и сопровождения цели. Чтобы определить место системы электростатической локации в комплексе по детектированию БПЛА необходимо рассмотреть возможности

инных систем на возможность обнаружения, идентификации, локации и сопровождения цели.

Рассмотрим известные информационно-измерительные системы на предмет возможности идентификации и сопровождения цели. На данный момент времени выделяют следующие системы разведки [4]:

1. Средства радиолокационной разведки — различные РЛС.
2. Средства радио- и радиотехнической разведки — станции контроля радиоизлучений, пеленгаторные посты.
3. Средства оптико-электронной разведки — средства теле- и фото-наблюдения в видимом и инфракрасном диапазоне.
4. Средства акустической разведки — микрофоны и звукоуловители.

Системы на основе средств радиолокационной разведки позволяют получить радиолокационный портрет цели. Но в случае малоразмерных низколетящих целей, таких как БПЛА, сказываются такие факторы, как малый размер цели, радиопрозрачность используемых материалов, отражения радиолокационных волн от подстилающей поверхности, действие средств радиоэлектронной борьбы. Данные факторы приводят к уменьшению эффективной площади рассеяния БПЛА, что означает, что вероятность обнаружения БПЛА снижается и они будут обладать менее детализированным радиолокационным портретом. Последнее не позволяет использовать средства радиолокационной разведки в качестве средств идентификации, например для отличия БПЛА от естественных объектов таких, как птицы.

Средства радиотехнической разведки обнаруживают БПЛА путем приема и анализа радиосигналов линий связи и управления, связывающих БПЛА с пунктом управления, сигналов от радиолокационных высотомеров, постановщиков активных помех и радиолокационных станций на самом БПЛА. Преимуществом данного метода является то, что он позволяет отличить БПЛА от естественных объектов. Более того, по радиосигнатуре цели возможно определить даже тип БПЛА. Хотя данные системы не рассматриваются как системы локации и сопровождения БПЛА.

В работах [5; 6] приводятся технические возможности по обнаружению БПЛА средствами радиотехнической разведки. При использовании многопозиционных сетей с разнесением постов наблюдения на расстояние базы 20-40 км возможно обнаружение БПЛА на дальности порядка 250-400 км. Погрешность определения координат составляет порядка 8-32% от измеряемого значения

дальности. При невозможности развертывания сети станций контроля радиоизлучений с такой базой дальность обнаружения составляет от 4 до 50 км. Однако данные цифры получены из допущения активно работающего РЛС бокового управления или непрерывной работы канала управления. В автономном режиме при отсутствии работающей РЛС БПЛА имеет несопоставимо меньший демаскирующий фактор от прочей радиоаппаратуры. В литературе не приводятся расчеты обнаружительной способности радиотехнической разведки в данном случае. Развитие других систем идентификации БПЛА (например акустической) говорит о возможности маскировки БПЛА от данного способа обнаружения.

Средства оптико-электронной разведки следует разделить на два типа. Первый тип основан на сборе информации оптического диапазона. При использовании оптического изображения необходима возможность построения проекции визуального облика БПЛА на картинную плоскость после использования всех возможных способов повышения контрастности и восстановления пропущенных элементов графического образа. Для увеличения дальности обнаружения такой системой уменьшают поле зрения и увеличивают время поиска. Это необходимо, так как по сравнению с пилотируемыми аппаратами у БПЛА помимо меньших размеров наблюдается также более низкая контрастность относительно фона и как правило отсутствуют явные демаскирующие факторы в виде световых маяков и факела двигателя. Увеличение обнаружительной способности происходит путем оптического увеличения изображения и соответственно уменьшения его поля и увеличения времени поиска. Это сказывается на вероятности обнаружения летательных аппаратов [7].

Таким образом, оптические средства обнаружения могут дополнить средства обнаружения и локализации БПЛА как средства радиолокационной и электростатической разведки, так как позволяют идентифицировать и сопровождать цели.

В работе [5] приводятся технические возможности по обнаружению БПЛА средствами разведки в оптическом диапазоне. Обнаружение БПЛА при метеорологической дальности видимости 100 км и поля зрения в  $20^\circ$  происходит на расстоянии в 100-700 метров в зависимости от размеров, положения цели по отношению к средству разведки и иных условий. В случае использования оптического увеличения в средствах ОЭР, используемых в настоящее время в отечественных зенитных комплексах в качестве дублер-прицелов удается уве-

личить дальность обнаружения в 4.5-15 раз. С учетом того, что это достигается за счет сужения поля зрения, то средства ОЭР в видимом диапазоне являются не очень эффективными устройствами для проведения поиска БПЛА. Однако, при поступлении внешних целеуказаний, например, от РЛС, средств акустической или электростатической разведки, эти средства могут быть эффективно использованы для сопровождения БПЛА.

При наблюдении за БПЛА в ночное время используют активные средства ИК-разведки. Излучения данных средств демаскируют сами пункты, но позволяют обнаруживать БПЛА в ночное время. Требования к отсутствию осадков и дымки в атмосфере в ИК-диапазоне повышаются, особенно в диапазоне длин волн излучения 0,75-5 мкм [8].

Применение пассивного обнаружения БПЛА в ИК диапазоне, как правило, находит противодействие в виде конструктивных особенностей летательных аппаратов. Тепловыделение от БПЛА осуществляется от силовой установки и от электронных компонентов. Конструкции летательных аппаратов стараются делать таким образом, чтобы тепловое излучение уходило в небо, а не к ПП, на которой расположены датчики средств разведки.

Дополнением традиционных методов разведки является метод акустической разведки. Акустическая заметность повышает достоверность обнаружения в условиях когда традиционные средства, оптические и радиолокационные, не могут обеспечить требуемого уровня вероятности его обнаружения. Это достигается за счет следующих преимуществ:

1. Устойчивое автоматическое обнаружение малоскоростных маловысотных БПЛА в условиях плохой оптической видимости и в условиях сложных рельефов местности.
2. Скрытое функционирование и сохранение работоспособности в условиях радиоэлектронного подавления.
3. Малые габариты, низкий уровень энергопотребления, хорошее сочетание эффективности к стоимости.

Следует отметить, что электростатические средства разведки обладают теми же преимуществами. Функционально акустическая и электростатическая локация схожи в пассивном обнаружении низколетящих целей на малых удалениях от датчиков. Но у них есть различие. Преимуществом акустических средств разведки перед электростатическими является то, что электростатический профиль у птиц и у БПЛА схож между собой, а акустический различен. При этом

профиль может различаться у разных типов БПЛА. Это позволяет использовать акустические средства разведки не только для обнаружения, но и для идентификации цели.

С другой стороны, электростатический заряд на БПЛА во время полета может быть снижен только при помощи статических разрядников. Но это приведет только к меньшему значению равновесного электростатического заряда, в то время как перевод БПЛА в режим планера способен сделать его акустический профиль гораздо менее заметным. Кроме того, наличие ветра и восходящие потоки воздуха также маскируют летательные аппараты от акустических средств разведки.

В работе [5] представлены дальности обнаружения БПЛА средствами акустической разведки:

1. Планерный БПЛА с электрическим двигателем – 100-200 м.
2. Вертолетный БПЛА с электрическим двигателем – 200-300 м.
3. БПЛА с поршневым двигателем – до 2 км.

Зоны обнаружения электростатических датчиков неизвестны ввиду отсутствия сведений о существовании полноценных средств разведки за летательными аппаратами в атмосфере. Форма такой зоны и её размеры теоретически выводятся в следующей главе настоящей работы.

## **1.2 Электростатический мониторинг движения заряженных частиц в газовом тракте**

### **1.2.1 Схема измерения**

Технология электростатического мониторинга заключается в измерении параметров движения частиц в газе или жидкости, передаваемых в технических объектах [9]. Такими объектами являются, например, тракты газотурбинных двигателей. Вследствие трибоэлектризации частицы газового тракта электрически заряжены и движутся, увлекаемые потоком газа (жидкости). Тем самым данные частицы создают переменное электрическое поле вокруг себя, которое обладает определенными всплесками, сигнализирующими о факте перемещения



частиц и частично об их скорости. При измерении поля в нескольких точках газового тракта можно определить и траекторию движения таких частиц, их скорости и количество. Это задача решается более эффективно, если информация объединяется с информацией от других датчиков, например датчиков скорости потока газа [10]. Это позволяет определить отношение скорости частиц к скорости газового потока, что позволяет косвенно судить о размерах частиц [11].

Это полезно для мониторинга состояния технических объектов [12]. Например, в газотурбинных авиадвигателях при износе лопаток от них откалываются мелкие обломки. На основе среднего перенесенного заряда в газовом тракте авиадвигателя в единицу времени можно судить о степени износа лопаток [9]. Так же электростатический мониторинг применяется для анализа транспортировки сыпучих материалов по трубопроводам, состояния шарикоподшипников [13], горения пламени и т.д.

Данная технология всесторонне изучается китайскими учеными. Наиболее обширными здесь являются работы Йонг Яна (Yong Yan), руководителя исследовательской группы Университета Кента в Британии. Он опубликовал полный цикл работ, посвященных электростатическому мониторингу и издал несколько обзорных статей, которые анализируют текущее состояние данной отрасли и общепринятые решения.

В области электростатического мониторинга получил распространение такой вид контрольно-измерительных приборов, как электростатические зонды [14]. Структура данных датчиков представлена на рисунке 1.1.

Электростатические зонды работают на основе электростатической индукции. Поле, создаваемое зарядом на детектируемом объекте, создает на измерительном электроде равновесную поверхностную плотность электрического заряда. Заряд измерительного электрода стремится к равновесному значению за счет носителей заряда, получаемых с заземления через сопротивление  $R$  (рисунок 1.1). Величина данного сопротивления должна быть достаточно велика (более 100 ГОм), чтобы индуцированный ток создавал значимое падение напряжения на резисторе. Падение напряжения на резисторе несет информацию о скорости изменения равновесного заряда, пропорционального скорости изменения измеряемого электрического поля. Так как частицы движутся относительно стенок газового тракта и относительно электростатических сенсоров, то создается меняющееся электрическое поле. В интервале времени прохож-

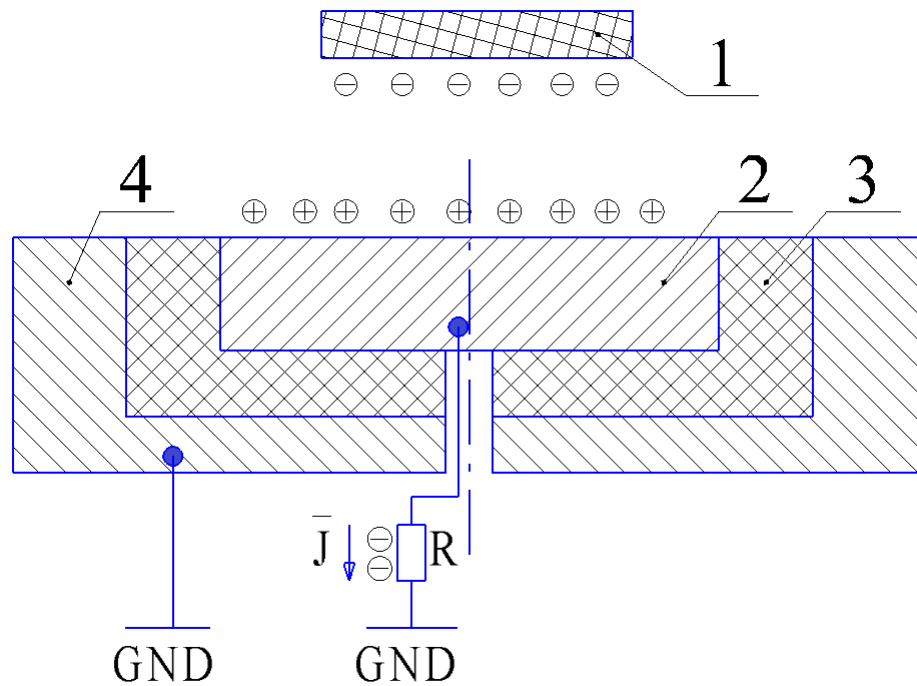


Рисунок 1.1 — Сечение электростатического зонда: 1 — источник поля, 2 — измерительный электрод, 3 — изоляция, 4 — заземленный экран

дения ближайшего к датчику участка траектории создается особый всплеск электрического тока через резистор [14].

Датчики электростатического поля позволяют получать информацию о перенесенном заряде, скорости и траектории частиц, их концентрации и их размере. Зачастую полная и более точная информация может быть получена при помощи массивов электростатических датчиков, а также объединения информации от других датчиков. Например, на основе данных о скорости потока воздуха от соответствующего датчика и скорости частицы, полученной от электростатических датчиков, делаются выводы о размере частиц по степени их увлеченности потоком.

Рассмотрим схемы измерения при использовании электростатических зондов. Различают метод постоянного тока и метод переменного тока. Метод переменного тока заключается в выведения переменной составляющей в определенном диапазоне частот [15]. В методе постоянного выводится постоянная составляющая сигнала вне зависимости от частоты [11]. Величина данного тока от времени пропорциональна скорости изменения электрического поля. Простейшие схемы по реализации данных методов представлены на рисунке 1.2.

На рисунке 1.2 измерительный электрод представлен в виде источника тока, который соединен с виртуальной землей. В режиме переменного тока

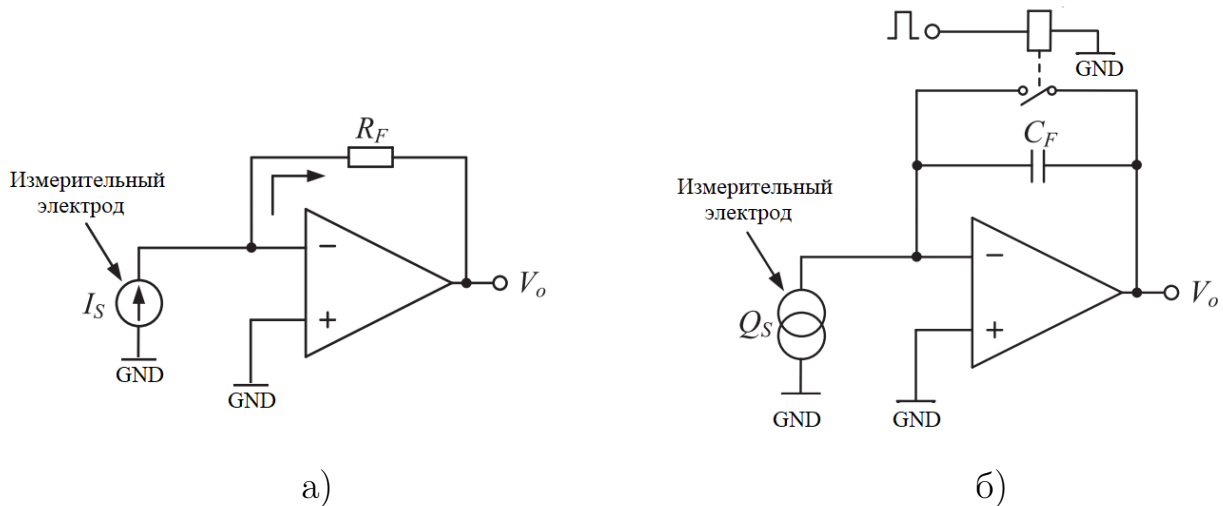


Рисунок 1.2 — Схема электростатического зонда а) в режиме переменного тока  
б) в режиме постоянного тока

(рис. 1.2а) через резистор протекает ток, пропорциональный скорости изменения напряженности внешнего поля. В режиме постоянного тока (рис. 1.2б) на конденсаторе  $C_F$  накапливается заряд, интегрирующий данный ток [14]. Чтобы избежать перезарядки конденсатора, при помощи реле данный конденсатор периодически разряжают. Такая схема измерения позволяет судить о перенесенном заряде за определенный период времени, но данное измерение не дает верной количественной оценки (за исключением специфических оценок равномерных потоков) и не получила широкого распространения [14].

Для получения более полной информации используется массивы датчиков, которые размещаются вдоль трубы и вдоль её корпуса. Примеры такого размещения показано на рисунке 1.3

Размещение зондов вокруг трубы (рис. 1.3а) способствует изучению траектории движения частиц и(или) распределения концентрации заряженных частиц по сечению потока. Каждый из зондов более чувствителен к прилегающему объему газового потока. Размещение сегментов измерителей вдоль трубы (рис. 1.3б) необходимо для оценки скорости перемещения частиц и их траектории при помощи более точного взаимнокорреляционного метода [14].

Следует так же отметить, что электростатические зонды могут быть применены не только в сфере электростатического мониторинга, но и в сфере электростатической локации летательных аппаратов, движущихся в атмосфере [16]. Физика процесса включает общий компонент трибоэлектризации. Существуют различия в распределении квазистатических полей на подстилающей

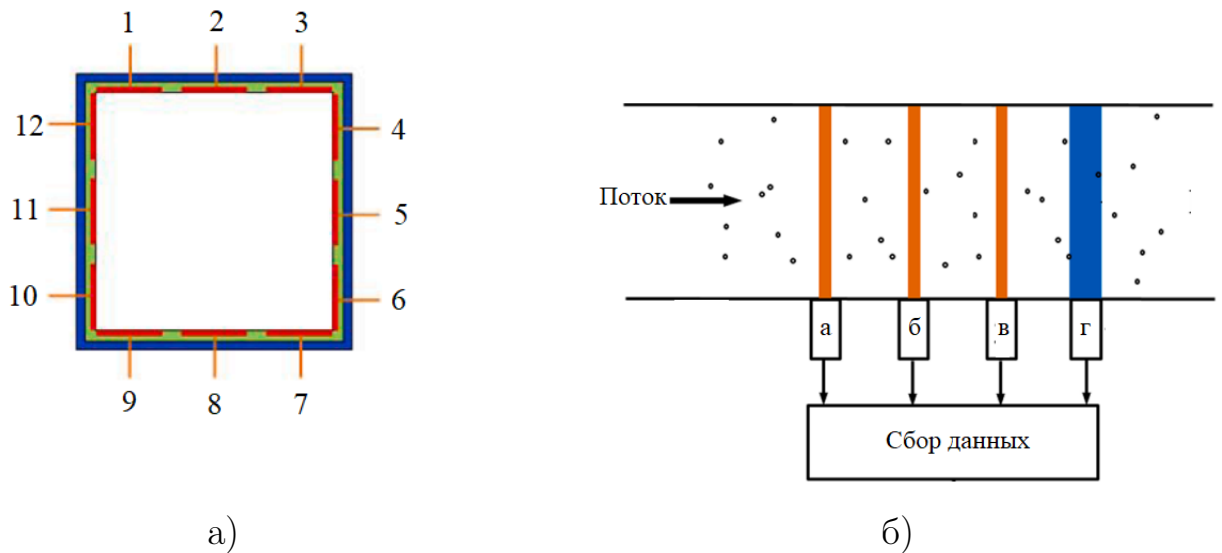


Рисунок 1.3 — Схема размещения электростатических зондов а) по поперечному сечению б) по сечению вдоль. 1-12 номера зондов вокруг трубы, а-г номера сегментов зондов вдоль трубы.

поверхности (ПП) и типовых расстояниях, но в целом между этими применениями есть много общего, в том числе и в форме электростатического сигнала. На полигоне ВЛГУ проводились тестовые испытания, в рамках которых проверялась практическая возможность обнаружения летательных аппаратов.

В конструкции примененных в исследовании зондов, относительно схемы на рисунке 1.1 есть отличие в отсутствии заземленного экрана. Это обусловлено тем, что заземленным экраном фактически является ПП, а форма зонда может создать только локальные возмущения квазистатического электрического поля. Данные возмущения не влияют на картину происходящего но увеличивают чувствительность метода локальной концентрацией потока электрического вектора. Влияние формы электрода на чувствительность измерений разбиралась специалистами Алмаз-Антей в [16]. Разбирались различные вариации штыревых, сферических и плоских электродов.

В ходе проведенных исследований в Алмаз-Антей на основе численного моделирования было выяснено, что наибольшей эффективностью обладают плоские электроды в виде двух пластин, разделенных диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью. Нижняя пластина является своего рода дополнительным экраном. Полезным сигналом при этом будет являться разность электростатических потенциалов между пластинами. Для его получения пластины подключают к разным входам дифференциального усилителя. Таким образом становится возможным частичное вычитание заряда, натекшего с ат-

мосферных токов. Наиболее простым технологическим решением при выборе способа изготовления такого рода электродов будет использование металлизированных с двух сторон пластин текстолита [16].

Такой подход к конструированию измерительного электрода был использован автором настоящего исследования при разработке электростатического флюксметра ротационного типа. Это является одним из конструктивных особенностей запатентованного устройства, хотя в случае флюксметра в силу особенностей измерения стало возможным еще и разделение измерительной пластины на две группы электродов для дополнительного вычитания помех.

Следует отметить еще подход в использовании сферических датчиков, которые позволяют снизить погрешности, связанные с пространственным положением вектора напряженности и наводимыми помехами [17]. Однако для информационно-измерительной системы электростатической локации в подобном нет необходимости по причине нормального падения линий напряженности поля на ПП и нахождения датчиков на её поверхности.

В военной Академии Республики Беларусь было предложена структура системы электростатической локации БПЛА [18]. Структура данных датчиков представлена на рисунке 1.4.

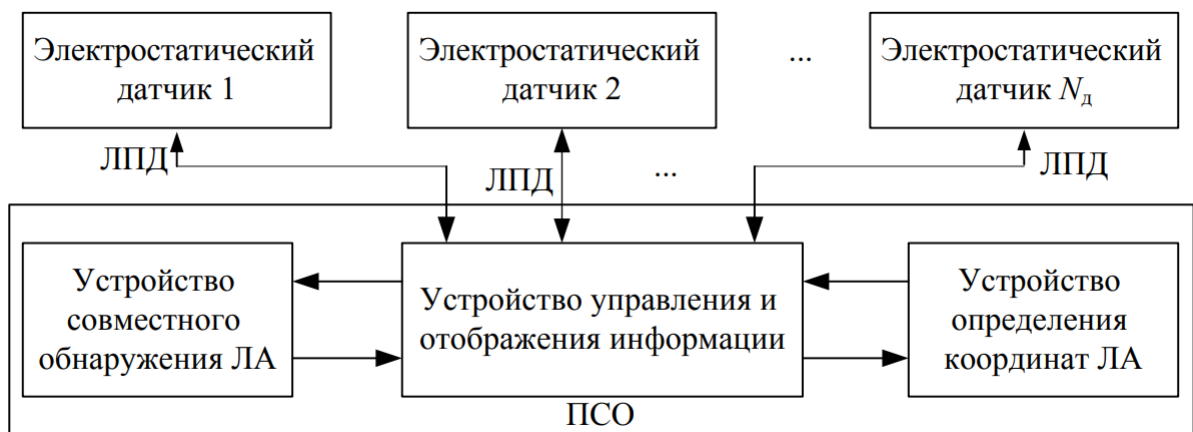


Рисунок 1.4 — Структура информационно-измерительной системы электростатической локации.

Согласно рисунку 1.4 информационно-измерительная система электростатической локации проводит указанную выше обработку в соответствующем устройстве. Совместно с устройством принятия решения об обнаружении и устройства управления и вывода информации они образуют пункт совместной обработки (ПСО), информацию в который поступает от всех датчиков, расположенных вдоль охраняемого периметра, через линии передачи данных (ЛПД).

Следует указать патент на полезную модель локатора носителей электростатических зарядов [19], авторами которого являются владимирские ученые Ефимов В.А. и Полушин П.А. В данном патенте рассматривается система, которая определяет направление на носитель электростатических зарядов и расстояние до него для любого момента времени на основе уровня электростатического сигнала, пропорционального напряженности электростатического поля от носителя электростатических зарядов. Стоит учесть, что в рамках данной диссертации БПЛА рассматривается как носитель электростатического заряда. И получается, что если данная система пригодна для обнаружения низколетящих БПЛА, движущихся в атмосфере над ПП, то рассматриваемый метод обнаружения более выгоден, чем пролетный метод локации электростатических зарядов, используемый в электростатическом мониторинге. Это очевидно вытекает из того, что система из патента [19] способна обнаруживать, локализовать и следить в реальном времени за электростатическим зарядом, в то время как в электростатическом мониторинге информацию о траектории и факте пролета частиц получают пост-фактум, и текущее местоположение электростатического заряда можно получить из кинематических соображений спустя некоторое время после пересечения линии датчиков.

Однако анализ полезной модели из патента [19] выявил причины, по которым данный подход к задаче обнаружения БПЛА уступает пролетному методу обнаружения или вовсе не применим:

1. Система опирается на сбор информации с 8 электростатических флюксометров, расположенных в вершинах параллелепипеда. Т.е. как минимум 4-ре электростатических флюксометра располагаются на определенной высоте над поверхностью земли, а то и вся система целиком. Данная высота, очевидно, сравнима с расстоянием, на котором система способна обнаруживать БПЛА. Предположительной высоты для данной задачи не приведено, но следует понимать, что она должна быть сопоставима с расстоянием до БПЛА, чтобы погрешности расчета не были бы слишком велики. Это приводит к тому, что сами электростатические датчики становятся заметными на местности.
2. Система опирается на абсолютные значения сигнала, пропорционального напряженности электростатического поля. В формулах, которые используются для расчета направления на цель и расстояния до неё,

не допускается весомый дрейф нуля у приборов, особенно если он у каждого прибора будет принимать уникальное значение.

3. Согласно реферату к патенту на изобретение, при выводе формул предполагается, что вектор напряженности электростатического поля направлен от электростатического заряда к датчикам, т.е. задача рассматривается без учета других тел. Однако в нашей задаче присутствует ПП, которая однозначно приведет к искажению электростатических линий. Это приведет не только к скорости убывания потенциала поля в степени, отличающейся от 1-ой. Но также к концентрации электростатического поля на датчиках, которые располагаются вне ПП, так как для их функционирования требуется заземление.

Проблемы, упомянутые выше, в теории могут быть преодолены, но результат их преодоления неясен и требуется довольно большой объем исследований. Пролетный метод, используемый в электростатическом мониторинге, является более предпочтительным по следующим причинам:

1. Система опирается на датчики, которые находятся на ПП. С учетом их пассивности и размеров, их легче замаскировать.
2. Система опирается на спектральные характеристики электростатических сигналов, а не их абсолютное значение. Таким образом система индифферентна к дрейфу нуля приборов.
3. Расположение датчиков на ПП позволяет игнорировать диаграмму направленности самих датчиков. Ведь ПП нормализует вектор напряженности поля, а так как обычно ПП рассматривается как проводник, то линии напряженности поля падают на ПП (и на измерительные электроды датчиков) нормально в любых случаях. При высокой диэлектрической проницаемости почвы решение задачи близко к идеальному проводнику [20].

К сожалению, полных исследований применения любого метода обнаружения БПЛА при помощи электростатических датчиков обнаружено не было. В частности, нет рекомендаций по способу размещения электростатических зондов и метода обработки их сигналов для электростатической локации летательных аппаратов. В области электростатического мониторинга данные рекомендации существуют для очень многих применений. Рассмотрим цифровые способы обработки электростатических сигналов, которые применяются в анализе движения заряженных частиц в газопроводах.

### 1.2.2 Методы цифровой обработки

Для проведения оценок интенсивности потока частиц, перенесенного заряда часто ориентируются на среднеквадратичное значение сигнала, на оценку энергии и мощности. Для получения данной информации необходимо оперировать суммой квадратов значения сигнала. Например, мощность находится по следующей формуле [14]:

$$P_w = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N [I_{sm}^2], \quad (1.1)$$

где  $I_{sm}$  — электростатический сигнал;

$N$  — количество точек электростатического сигнала в выбранном окне.

Оценка скорости движения частиц вдоль газопровода наиболее эффективным образом осуществляется при помощи датчиков, расположенных вдоль линии движения (рис. 1.36). В таком случае местонахождение пиков взаимно корреляционной функции свидетельствует о времени прохождения частицей расстояния между датчиками от сигналов, на основе которых и вычислялась данная функция. Расчет взаимно корреляционной функции осуществляется по следующей формуле [14]:

$$R(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N [I_{sm1_i} \cdot I_{sm2_{i+k}}], \quad (1.2)$$

где  $I_{sm1}$  и  $I_{sm2}$  электростатический сигнал от 1-ого и 2-ого датчика соответственно.

Вид взаимнокорреляционной функции представлен на рис. 1.5

Рассмотренные выше методы довольно просты и оказались достаточно эффективны в приложениях электростатического мониторинга. Если есть опора на некий идеальный сигнал, то для обработки можно применить и автокорреляционную функцию [21]. Также в данной области рассматривались и более сложные методы обработки, заключающиеся в изучении частотных свойств сигналов и их время-частотного распределения. Эффективность стандартных способов преобразования электростатического сигнала в частотный и время-частотный спектр обзревалась китайскими учеными в обзорной статье [9; 22; 23].



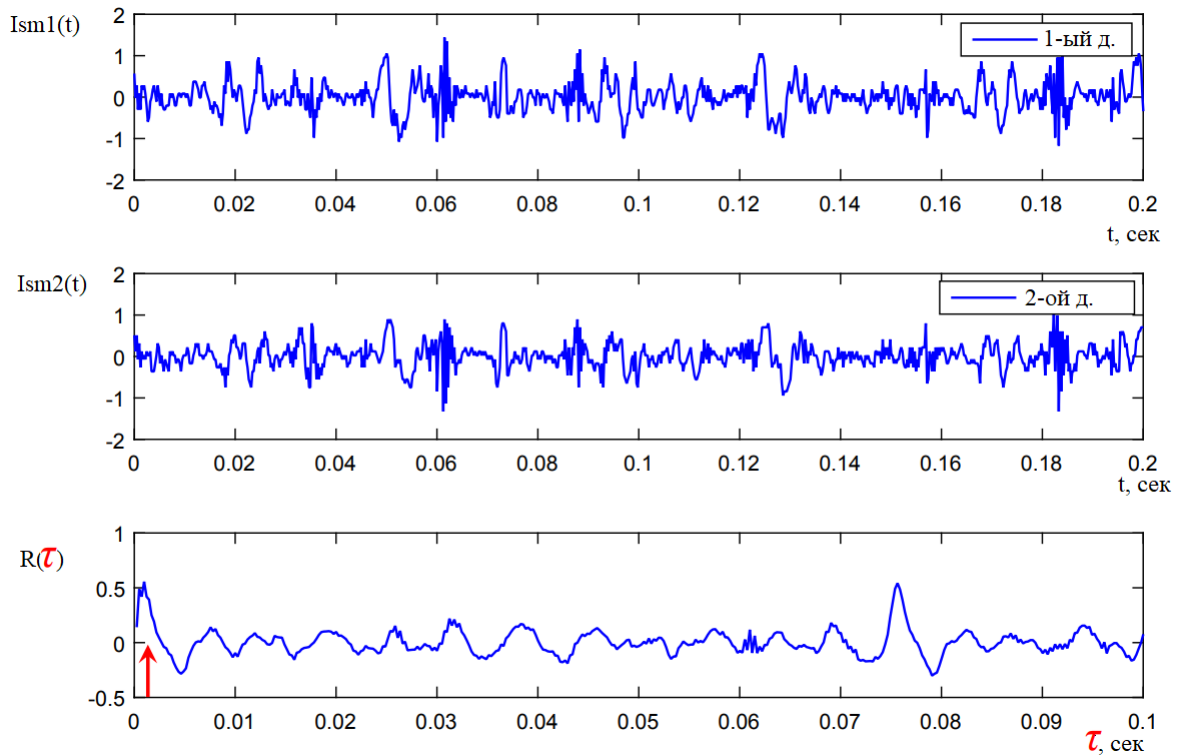


Рисунок 1.5 — Сигналы двух датчиков  $I_{sm1}$  и  $I_{sm2}$  и их взаимнокорреляционная функция

Среди стандартных функций для преобразования электростатических сигналов наибольшую эффективность показала модифицированная вейвлет функция Морле [24]. В приборах обработка ведется на специальной архитектуре [25]. Следует отметить, что Фурье преобразование имеет неудовлетворительные результаты использования, связанные, по всей видимости, с нестационарностью сигнала [26]. В сфере сейсмических наблюдений при помощи иного типа электростатических измерителей вейвлет преобразование также используется. Поэтому данное преобразование более широко рассмотрено в главе по электростатическим флюксометрам.

## 1.3 Электростатические флюксометры в метеонаблюдениях

### 1.3.1 Схема измерения

Усовершенствованием электростатических зондов является введение дополнительного модулятора, периодически экспонирующего измерительный электрод в измеряемом поле. Таким образом, измерительный сигнал возникает и при неизменной напряженности электрического поля. Амплитуда данного сигнала пропорциональна напряженности электростатического поля. Такого рода измерители получили название электростатических флюксометров, фактически все они являются устройствами ротационного типа, т.е. в качестве модулятора используют вращающийся электрод. Данные виды измерителей применяются в сфере метеонаблюдений [27]. Схема данного измерителя представлена на рис. 1.6.

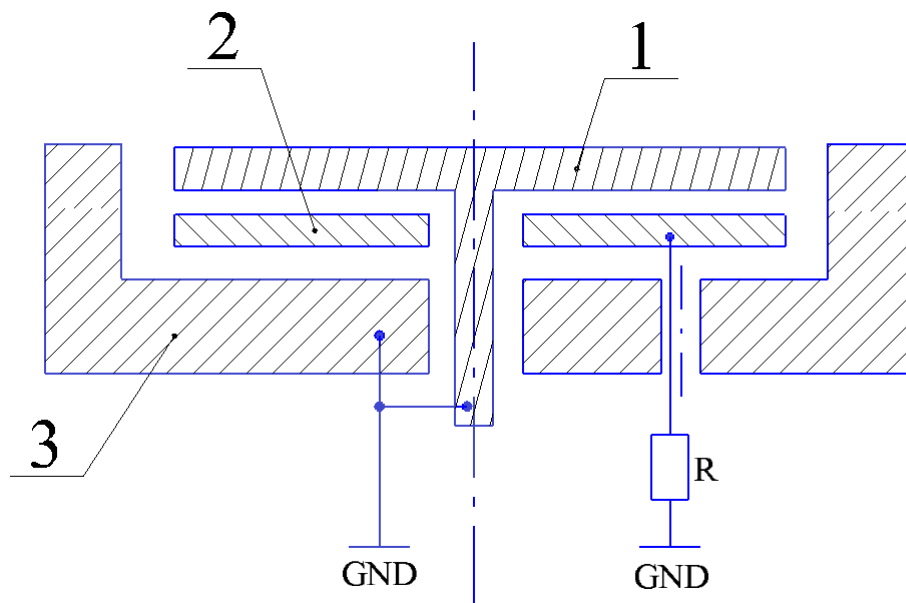


Рисунок 1.6 — Сечение электростатического флюксометра 1 — экранирующий электрод, 2 — измерительный электрод, 3 — заземленный экран

Введение модулятора в конструкцию позволяют получать сигнал при действии электростатического поля. Это достигается тем, что модулятор создает треугольный закон изменения экспонируемой площади измерительного электрода, несколько скорректированный краевыми эффектами искажения поля

детальными конструкциями и периодическим законом изменения емкости измерительного электрода. В зависимости от скорости вращения обеспечивается либо экспоненциальный режим, при котором поверхностная плотность заряда не успевает за равновесным значением, либо периодический режим, при котором плотность заряда с небольшим отставанием следует за равновесной плотностью. Таким образом, сигнал в измерительной цепи существует независимо от скорости изменения внешнего поля и его амплитуда пропорциональна уже напряженности внешнего поля [27].

У электростатического флюксметра существует целый ряд преимуществ перед зондом. Ввиду высокой скорости (частоты) изменения равновесной плотности заряда (порядка 200 Гц) независимо от скорости (частоты) изменения внешнего поля возникает более высокий ток в измерительной цепи и требование к величине сопротивления  $R$  на рис. 1.6 значительно ниже (от 1 до 1000 МОм). Так же флюксметр ротационного типа в силу конструкции может обеспечить дополнительные меры по ликвидации внешних помех, в первую очередь аддитивного характера.

Следует отметить сохранение работоспособности электростатического флюксметра в условиях умеренных осадков в виде снега или дождя. Это многократно подтверждалось практикой круглогодичных метеонаблюдений [27].

На заре создания электростатических флюксметров Имянитов написал уравнения, которые позволяют определить закон изменения протекающего тока от измерительного электрода в зависимости от частоты вращения экранирующего электрода (частоты модуляции), а также максимальной и минимальной емкости измерительного электрода. Закон изменения напряжения на нагрузке  $R$  при этом рассматривался на основе уравнений Кирхгофа, примененных к схеме 1.6.

При рассмотрении данного процесса, исходя из закона электростатической индукции [20], считается, что разность потенциалов между измерительным электродом и корпусом составляет [28]:

$$U_{\text{ind}} = \epsilon_0 \cdot \frac{E \cdot S_{\text{ism}}(t)}{C_{\text{ism}}(t)}, \quad (1.3)$$

где  $S_{\text{ism}}(t)$  — экспонируемая площадь;

$C_{\text{ism}}(t)$  — емкость электрода.

Данная разность потенциалов вызывает натекание индуцированного заряда на электрод, что уменьшает напряжение на измерительном электроде на

величину  $U_q = q_{\text{ism}}(t)/C_{\text{ism}}(t)$  в соответствии с определением емкости. Если написать для данной схемы уравнение Кирхгофа (2-ой закон), то можно получить динамическое уравнение вида:

$$\frac{\varepsilon_0 \cdot E \cdot S_{\text{ism}}(t)}{C_{\text{ism}}(t)} - \frac{q_{\text{ism}}(t)}{C_{\text{ism}}(t)} = R \cdot \frac{\partial q(t)}{\partial t}. \quad (1.4)$$

Следует отметить, что в уравнении (1.4) закон изменения емкости и экспонируемой площади является треугольным и противофазным. При этом минимальное значение площади равно нулю, а емкость меняется в определенных пределах.

Уравнение является дифференциальным и имеет аналитическое решение. В монографии [27] подробно описаны три возможных формы измерительного сигнала. В зависимости от параметров частоту вращения экранирующего электрода следует подобрать исходя из скорости стекания заряда с измерительного электрода. Закон изменения равновесного заряда на емкости является треугольным. Если велика частота вращения экранирующего электрода, то заряд на пластине не успевает сильно изменяться от некоторого среднего значения и измерительный ток также подчиняется треугольному закону. Если скорость вращения экранирующего электрода низкая, то заряд электрода отстает от равновесного на фиксированную величину, создавая постоянный ток. Ток резко меняет знак в моменты, когда меняется знак наклона зависимости  $S_{\text{ism}}(t)$ . При промежуточной частоте наблюдается усредненная зависимость (рисунок 1.7).

Для увеличения надежности предлагается проводить цифровую обработку измерительного сигнала, опираясь на оптический сигнал, отражаемый от вала с черно-белой маркировкой, соответствующей положению экранирующего электрода [27]. В данном случае, естественно, можно получить разность фаз между этими сигналами, а это позволяет судить о полярности измеряемого поля. Следовательно, при инверсии знака напряженности измеряемого поля, ток будет течь в противоположном направлении, что вызывает изменение фазы на  $\pi$ . Таким образом, значение фазы относительно фазы оптического сигнала сигнализирует о полярности измеряемого поля. Итоговая конструкция классического электростатического флюксметра флюксметра представлена на рисунке 1.8

Измерительный электрод при этом неподвижен, а экранирующий зафиксирован на валу и жестко связан с маркером. Таким образом, сигнал от оптопары

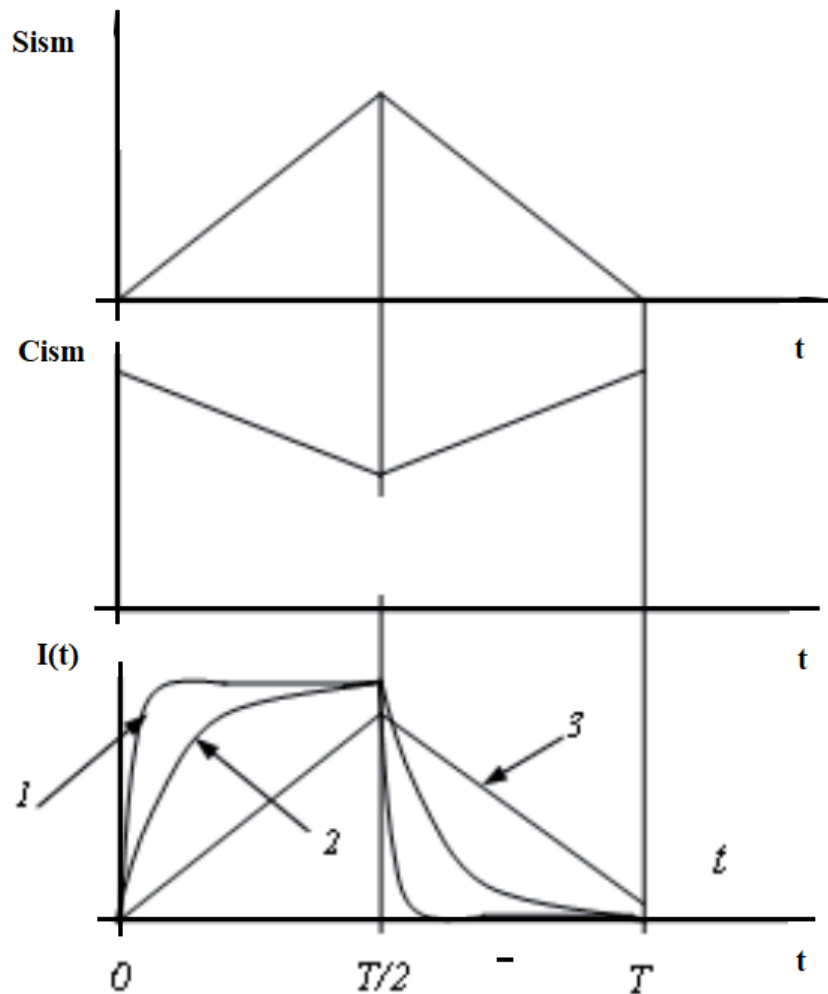


Рисунок 1.7 — Зависимость от времени экспонируемой площади, емкости и измерительного сигнала: 1 — высокая частота вращения, 2 — промежуточная частота вращения, 3 — низкая частота вращения.

представляет собой ступенчатый периодический сигнал, соответствующий перемещению лепестков крыльчатки. Разница фазы между данным сигналом и сигналом на выходе дифференциального усилителя несет информацию о полярности измеряемого поля.

В дальнейшем в диссертации будем называть зависимость амплитуды измерительного сигнала от времени с учетом полярности электростатического сигнала. Именно электростатический сигнал нам интересен для решения задачи обнаружения БПЛА и в таком определении термин "электростатический сигнал" лучше соответствует термину, общепринятому в области электростатического мониторинга.

На самом деле электростатический сигнал не прямо пропорционален внешнему полю, хотя соответствует линейной функции:

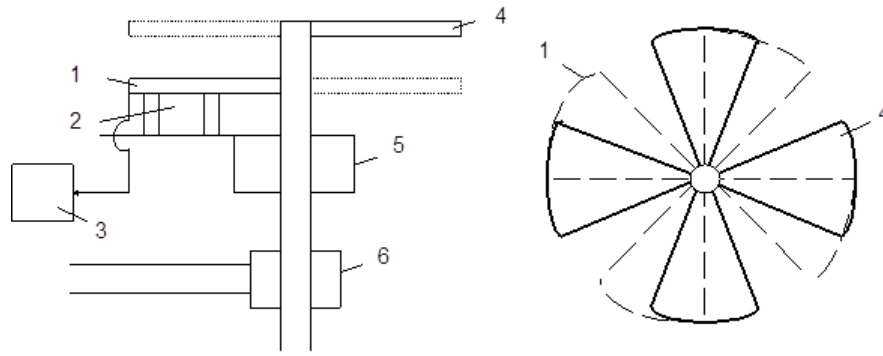


Рисунок 1.8 — Схема электростатического флюксметра 1 — измерительный электрод; 2 — изолятор; 3 — оптопара; 4 — экранирующий электрод; 5 — маркер; 6 — привод

$$A_{\text{Sig}} = k_c \cdot E + b_c \quad (1.5)$$

где  $k_c$  и  $b_c$  — коэффициенты;

$E$  - напряженность поля.

Появление коэффициента  $b_c$  в уравнении (1.5) связана с влиянием паразитного поля от экранирующего электрода. Хотя он и заземлен, но постоянная трибоэлектризация данного электрода о воздух и контактная разность потенциалов между измерительным и экранирующим электродом приводит к тому, что данное поле также воспринимается флюксметром и величина данного поля составляет сотни В/м с учетом близости расположения электродов.

Проблему при измерении электростатического поля представляет собой дрейф данной характеристики с течением времени и то, что данный дрейф различен для каждого измерителя. Кроме того, разумеется, требуется применить меры для увеличения чувствительности измерений [29]. Данную проблему называют дрейфом нуля.

В ВлГУ разработана оригинальная конструкция флюксметра на основе малогабаритного электродвигателя постоянного тока, управляемого микропроцессором, и цифровой схемотехники с применением современной элементной базы. Кроме этого происходит измерение температуры, давления и влажности. На основе длительных экспериментов составляется таблица зависимости величины дрейфа нуля  $b_c$  от температуры, давления и влажности, после чего данная эмпирическая таблица заносится в память устройства для коррекции показаний [27].

Другой подход, примененный учеными из ВЛГУ, состоит в использовании экранирующего электрода с двухуровневыми лопастями. Эти лопасти

расположены таким образом, чтобы измерительный электрод экранировался от внешнего поля попеременно лопастями на разных уровнях. Так как лопасти экранирующего электрода имеют один потенциал, но находятся на разных расстояниях от измерительного электрода, паразитное поле от каждой группы экранирующих лопастей связано друг с другом фиксированным отношением. Алгоритм обработки, описанный в [30], позволяет уменьшить дрейф нуля с помощью специального расчетного алгоритма в случае использования данной конструкции измерительного тракта.

Но данные подходы не позволяют уменьшить дрейф нуля менее 3 В/м за 24 часа, что сопоставимо с типовыми значениями электростатического поля от летательных аппаратов [31]. В государственном реестре средств измерений приведен только один измеритель напряженности электростатического поля, который позволяет измерять поля менее 100 В/м: "Поле 2М". Его дрейф нуля составляет не более  $\pm 25$  В/м за 120 часов при уровне шумов в 2 В/м.

Поэтому при использовании электростатических флюксометров ориентируются не на абсолютные значения, а на относительные характеристики электростатических сигналов во временной и частотной области. Есть отдельные работы, посвященные различным аспектам обнаружения. Например, есть работа, которая триангуляционным методом определяет положение источника поля на основе абсолютных значений [16]. Существует работа, которая затрагивает вопросы реализации многодатчиковой системы обнаружения летательного аппарата [18], однако работ, описывающих связь каких либо признаков электростатических сигналов с характеристиками пролета частиц в атмосфере, найдено не было. Однако данный способ скорее применим к более мощным метеостанциям, нежели к БПЛА [32]. В случае БПЛА на точность измерений будет накладываться дрейф нуля, который различен для разных приборов.

Следует отметить возможность измерения с использованием двух измерительных трактов для определения погрешности измерений [33; 34].

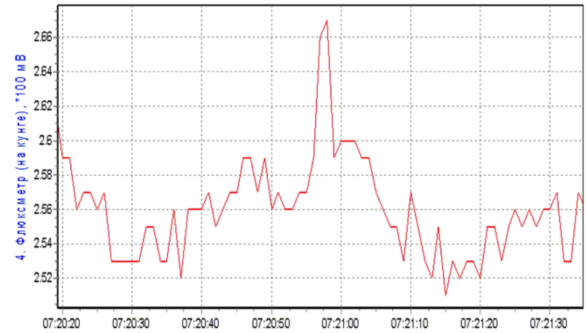
Алгоритм определения параметров движения объекта в атмосфере на основе электростатических сигналов электростатических датчиков предложен не был. При этом прямое применение алгоритмов из технологии электростатического мониторинга движения объектов в трубопроводе также не даст нужных результатов по причине того, что расстояние до объекта в атмосфере сильно больше расстояний, с которыми имеют дело в технологических объектах. При электростатическом мониторинге имеют дело с расстояниями до метра и при

этом определение точной траектории движения редко является первоочередной целью.

То, что летательные аппараты, передвигающиеся в атмосфере Земли, создают достаточно сильные возмущения квазистатического электрического поля на ПП, чтобы их можно было регистрировать при помощи электростатических датчиков, было проверено экспериментально на полигоне ВЛГУ. Фотография используемого прибора и электростатического сигнала показано на рисунке 1.9.



а)



б)

Рисунок 1.9 — Электростатический флюксметр и график сигнала [27] а) Электростатический флюксметр Ефимова В.А. б) Сигнал флюксметра от пролетающего самолета АН-2

Электростатические флюксметры хотя и не применяются в настоящее время для электростатической локации, но в сейсмо- и метеонаблюдениях они используются. Для извлечения информации хорошие результаты показывает частотный анализ спектра электростатического сигнала, получаемого при помощи вейвлет преобразования с использованием модифицированной функции Морле. Так как данный метод широко используется и для обработки сигналов электростатических зондов при мониторинге состояния технических объектов, то данный метод предлагается рассмотреть как стандартный метод. В данной работе предложен свой метод цифровой обработки и он использует наработки метода вейвлет анализа и взаимно корреляционного метода (разобран выше).

### 1.3.2 Вейвлет преобразование

Идея спектрального анализа основана на том, что каждый сигнал можно разложить на сумму периодических функций, различающихся своей частотой,



фазой и амплитудой и существует преобразование, которое может представить любой сигнал в виде функции амплитуды и фазы от частоты, а также осуществить обратное преобразование [35]. Полезный сигнал обладает набором частот, отличающимся от набора частот помех. Благодаря этому на основании спектрального анализа можно выделить необходимые признаки сигнала даже при низком соотношении сигнал/шум. При обработке электростатического сигнала часто используют анализ сигнала как в частотной, так и во временной области [36].

Спектральный анализ зачастую основан на преобразовании сигнала при помощи свертки с анализирующей функцией. В подавляющем большинстве случаев используется комплексная анализирующая функция, состоящая из реальной и мнимой части, ортогональных друг другу:

$$F_c(t) = F_{cre}(t) + i \cdot F_{cim}(t), \quad (1.6)$$

где  $i$  — мнимая единица;

$F_{cre}$  и  $F_{cim}$  — реальная и мнимая часть функции свертки.

Для практической задачи используют материнскую анализирующую функцию. Пусть она рассчитана на частоту  $f = 1$  Гц. В соответствии с данной частотой получают  $N$  значения анализирующей функции с шагом по времени  $\Delta t$ , время-частотное преобразование на других частотах осуществляется путем изменения частоты выборки значения электростатического сигнала, для которого шаг по времени должен соответствовать  $\Delta t/f$ . Вычисление значения свертки таким образом осуществляется согласно формулам:

$$CR(f, \tau) = \sum_{j=0}^N [Ism((j - 0.5 \cdot N) \cdot \Delta t/f) \cdot F_{cre}((j - 0.5 \cdot N) \cdot \Delta t + \tau)]; \quad (1.7)$$

$$CI(f, \tau) = \sum_{j=0}^N [Ism((j - 0.5 \cdot N) \cdot \Delta t/f) \cdot F_{cim}((j - 0.5 \cdot N) \cdot \Delta t + \tau)], \quad (1.8)$$

Уравнения (1.7) и (1.8) примененные для определенного массива значений  $f$  и  $\tau$  позволяют получить точки узловой функции амплитуды и фазы по следующим уравнениям:

$$Amp(f, \tau) = \sqrt{CR^2(f, \tau) + CI^2(f, \tau)}; \quad (1.9)$$

$$\text{Ph}(f, \tau) = \arctan \frac{\text{CR}(f, \tau)}{\text{CI}(f, \tau)}. \quad (1.10)$$

Первым распространенным преобразованием функции для спектрального анализа является анализ Фурье. Однако он по своей сути работает с бесконечными сигналами. Электростатический сигнал является локализованным во времени, нестационарным. На практике уже показано, что преобразование Фурье не позволяет адекватно анализировать электростатические сигналы [9; 25]. Среди стандартных функций в области электростатического мониторинга наибольшую эффективность показала вейвлет функция Морле.

Практические моменты использования модифицированного вейвлет преобразования достаточно хорошо расписаны в [37; 38]. Далее приведены выкладки из данной статьи.

Вид модифицированной вейвлет функции Морле (для частоты 1 Гц) приведен ниже:

$$\text{Fcrem}(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot t) \cdot \exp\left\{\frac{-t^2}{\text{cm}}\right\}; \quad (1.11)$$

$$\text{Fcrim}(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot t) \cdot \exp\left\{\frac{-t^2}{\text{cm}}\right\}, \quad (1.12)$$

где  $\text{cm}$  — постоянный коэффициент затухания

Следует учитывать, что формулы (1.11) и (1.12) написаны для частоты в 1 Гц. Частотный анализ на других частотах естественно получается путем изменения шага по времени взятия отсчетов электростатического сигнала  $\text{Deltat}/f$ , что отражено в выражениях (1.7) и (1.8).

Модифицированная функция Морле обладает необходимыми свойствами для обработки нестационарных сигналов, к классу которых относятся электростатические сигналы. Реальная и мнимая части данной функции ортогональны друг другу, функция обладает конечной энергией. Мнимая часть данной функции имеет нулевое среднее значение вследствие своей нечетности. Действительная часть данной функции может быть приведена к нулевому среднему при определенных значениях коэффициента  $\text{cm}$ .

Алгоритм подбора коэффициента  $\text{cm}$  зависит от параметров дискретизации вейвлет функции (1.11) и (1.12). В дискретном виде вейвлет функция запишется следующим образом:

$$F_{\text{cremd}}(j) = \text{ceil}(\text{Amp} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{j - N/2}{N_p T}) \cdot \exp\{\frac{-((j - N/2))^2}{N_p T^2 \cdot \text{cm}}\}); \quad (1.13)$$

$$F_{\text{crimd}}(j) = \text{ceil}(\text{Amp} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \frac{j - N/2}{N_p T}) \cdot \exp\{\frac{-((j - N/2))^2}{N_p T^2 \cdot \text{cm}}\}), \quad (1.14)$$

где  $N_p T$  — количество отсчетов на период;

$\text{ceil}(f)$  — функция округления до ближайшего целого.

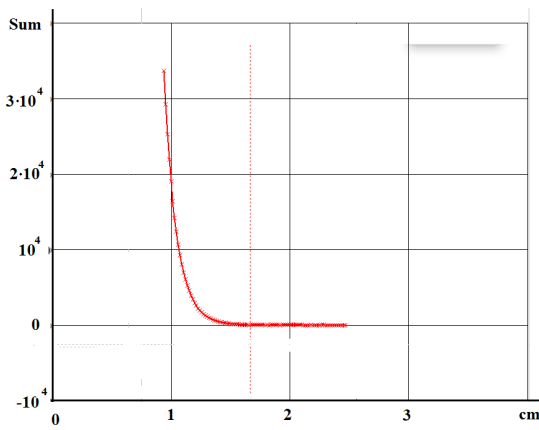
При подборе коэффициента  $\text{cm}$  необходимо, чтобы функция становилась равна нулю (с учетом округления) на границе окна свертки и среднее значение мнимой части было бы строго равно нулю [39]. Если функция будет затухать до границ окна свертки, то фактическая ширина окна будет меньше и расчет за пределами фактической ширины будет неинформативным. Если функция будет не успевать затухать в данных пределах, то возникнет её разрыв, который приведет к нежелательным эффектам при вейвлет преобразовании. Если среднее значение функции будет отличаться от нуля, то преобразование не будет индифферентно к постоянному смещению электростатического сигнала.

Для того, чтобы вейвлет функция оказывалась близка к нулю на границе окна свертки необходимо, чтобы экспонента в выражениях (1.13) и (1.14) подавляла амплитуду анализирующего сигнала  $\text{Amp}$ , которая обычно равна максимальному значению, которое можно записать в количество бит, отводимое под анализирующую функцию. Т.е. необходимо, чтобы произведение амплитуды на экспоненту на границе окна свертки было бы меньше, чем  $1/2$ :

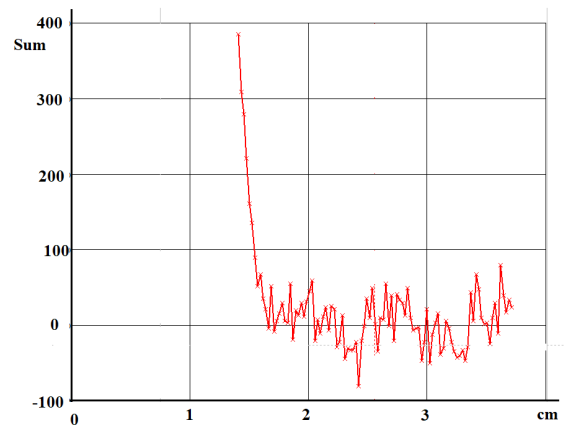
$$\text{cm} \approx \frac{(N_p T^{-1} \cdot (N/2))^2}{\ln(\text{Amp}/2)}. \quad (1.15)$$

Полученное по уравнению (1.15)  $\text{cm}$  в общем случае не даст нулевую сумму значений вейвлет функции. На самом деле сумма вейвлет функции будет изменяться по графику, изображенному на рис. 1.10.

Исходя из зависимости, изображенной на рисунке 1.10 получается, что при увеличении коэффициента затухания сумма значений асимптотически приближается к нулю. Однако из-за колебаний суммы вследствие ошибок округления при пересечении определенного значения  $\text{cm}$  сумма начинает колебаться по обе стороны от нуля. В этом интервале значений при помощи итерационного поиска можно подобрать такой коэффициент затухания, при котором сумма



а)



б)

Рисунок 1.10 — Зависимость суммы значений вейвлет функции Морле от коэффициента затухания при  $\text{Amr} = 10^6$  и  $\text{NrT} = 200$  а) общий вид функции б) вид функции около оси абсцисс

значений вейвлета Морле будет строго равна 0, -1 или 1. Относительное изменение коэффициента затухания  $\text{cm}$  при этом процессе составляет менее 1%, что практически не сказывается на границах окна интегрирования.

В работе [40] вместо итерационного поиска предлагалась эмпирическая формула для расчета коэффициента затухания в случае, если границы интегрирования меньше  $\pm 13,5 \cdot \pi$ :

$$\text{cm} = 6.1809 - (\text{NrT} \cdot N/2)^{0.945} \quad (1.16)$$

Формула (1.16) позволяет найти точку пересечения зависимости изображенной на рисунке 1.10 с осью абсцисс для наименьшего  $\text{cm}$ .

Зависимость, изображенная на рисунке 1.10, зависит от амплитуды  $\text{Amr}$  и во вторую очередь от количества точек на период  $\text{NrT}$ . При увеличении количества точек на период происходит сглаживание колебаний функции вблизи нуля. При увеличении амплитуды происходит смещение первого пересечения нуля в сторону большего коэффициента затухания  $\text{cm}$ . Например при  $\text{Amr} = 10^3$  наименьший возможный коэффициент затухания составляет единицу, что соответствует границам окна  $\pm 5 \cdot \pi$ . При  $\text{Amr} = 10^6$  наименьший возможный коэффициент затухания составляет  $5/3$ , что соответствует границам окна  $\pm 9,5 \cdot \pi$ .

В работе указано, что хорошие результаты дает вариант, при котором границы интегрирования составляют не целый период, а приходятся на естественное обнуление косинуса:  $\pm 3,5 \cdot \pi$ ;  $\pm 5,5 \cdot \pi$ ;  $\pm 7,5 \cdot \pi$ ;  $\pm 9,5 \cdot \pi$ ; ....

Один из возможных вариантов вейвлет функции Морле для коэффициента затухания  $cm = 5/3$  и  $Amp = 10^6$  изображен на рис. 1.11.

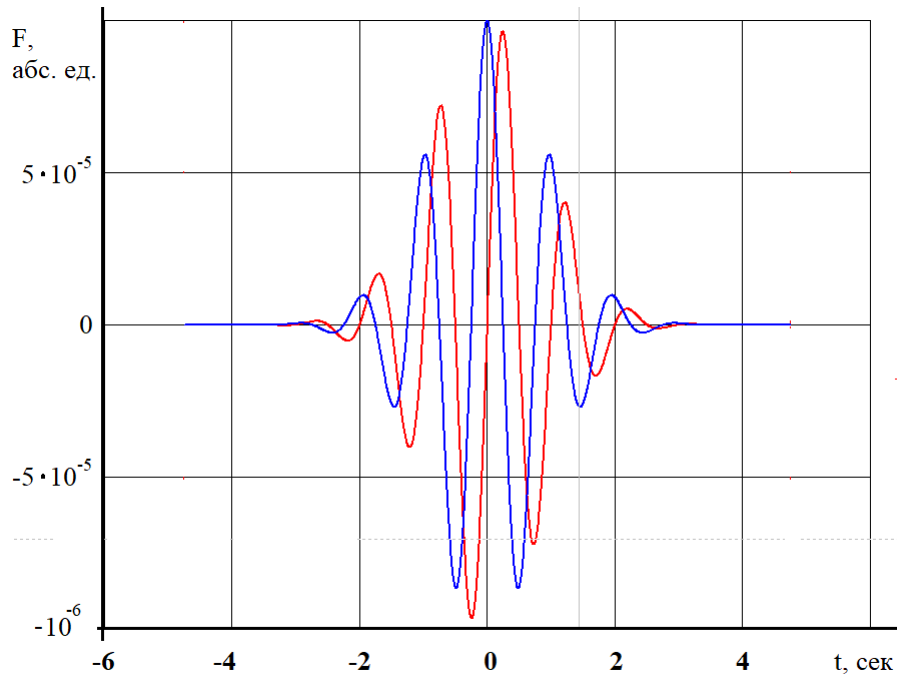


Рисунок 1.11 — Вейвлет функция Морле. Красным изображена реальная часть, синим – мнимая часть данной функции

Для получения подробной информации о исследуемом электростатическом процессе необходимо провести исследование время-частотного распределения сигнала. Для этого проводят многократные свертки электростатического сигнала с анализирующей функцией при различных частотах и времени для получения сеточной функции  $Amp(f, \tau)$ .

Т.е. базовыми операциями при обработке сигналов будет являться преобразование сигнала по уравнениям (1.7) и (1.8). После вейвлет преобразования анализируют полученное время-частотное распределение, как правило, это распределение амплитуды (1.9). Обычно анализ заключается в поиске максимума функции методом поиска пика или методом анализа гребней [41]. Координата пика по частоте совпадает с признаком частоты  $ht^{-1}$  с точностью до постоянного множителя, совпадение времени пика со временем ожидаемо, хотя последнее в технологии электростатического мониторинга не изучалась, так как в данной технологии является важным определением интенсивности движения заряженных частиц.

## Выводы к главе 1

### Выводы по главе

Увеличение вероятности обнаружения летательных аппаратов во всем диапазоне погодных условий и высот над подстилающей поверхностью возможно при использовании ИИС, использующих средства разведки на нескольких физических принципах. Это достигается за счет перекрытия недостатков одних средств преимуществами других. Использование информационно-измерительной подсистемы на основе пассивного измерения электростатического поля от пролетающего БПЛА способно увеличить вероятность обнаружения низколетящих целей, дополнив средства радиолокационной, радиотехнической и оптической разведки. В отличие от подсистемы на основе акустических средств разведки, средства электростатической локации способны обнаруживать цели в условиях восходящих потоков воздуха и цели, передвигающихся в режиме планирования.

Перспективность ИИС электростатической локации подтверждена экспериментами различных групп исследователей, в которых при помощи различных датчиков были уловлены сигналы от летательных аппаратов. Существуют исследования, посвященные датчикам электростатического поля и увеличения их эффективности, по решению электростатической задачи в отдельных частных случаях, общих принципов построения системы.

Кроме того, Владимирскими учеными была предложена потенциально полезная для рассматриваемой задачи модель локатора носителя электростатических зарядов на основе электростатических флюксометров, расположенных в вершинах параллелепипеда. Однако использование данной модели в рассматриваемой задаче обнаружения низколетящих целей, перемещающихся над ПП, вызывает затруднения. Они в первую очередь связаны с искажениями электростатического поля ПП и электростатическими флюксометрами, расположенными над ПП. Кроме того система требует знание абсолютных значений электростатического поля от каждого прибора, что требует точного измерения или подавления дрейфа нуля.

Кроме данной модели алгоритмов по обнаружению и определению координат или параметров полета летательных аппаратов на основе электростати-

ческих датчиков обнаружено не было. Соответственно нет исследований по эффективности методов цифровой обработки.

Полный цикл исследований по определению траектории движения заряженных частиц существует в области электростатического мониторинга технических объектов. Те приемы и алгоритмы, которые используются в данной области, в существующем виде неприменимы для электростатической локации вследствие других расстояний и различия целей данных методов. Но основные стратегии могут быть приложены к решению поставленной задачи.

Для определения параметров пролета БПЛА необходимо основываться на частотных и временных характеристиках сигнала, а не на его абсолютных значениях. Это связано с несовершенством электростатических датчиков: низкой точностью электростатических зондов и дрейфом нуля электростатических флюксометров.

С точки зрения использования электростатических зондов было проведено очень большое количество исследований в области электростатического мониторинга. Кроме того, в работе исследователей из "Алмаз-Антей" также были сделаны выводы по геометрии и схеме измерения. В то же время в области электростатических флюксометров есть возможность усовершенствования измерительной схемы. В настоящем исследовании будет предложен и обоснован пример конструкции и измерителя.

Как показывают многочисленные исследования, для цифровой обработки электростатических сигналов хорошие результаты показывает себя вейвлет преобразование на основе модифицированной функции Морле. Также исследователями отмечается, что Фурье анализ дает неудовлетворительный результат. Данный вид обработки было решено использовать как стандартный способ. Такие свойства анализирующей функции, как четность и нечетность реальной и мнимой составляющей соответственно, нулевое среднее значение и ограничение по энергии было решено использовать как целевые свойства функции, которые лягут в основу предложенного алгоритма решения поставленной задачи.

Кроме этого, разрабатываемая функция должна обладать подобием к электростатическому сигналу для обеспечения лучшей чувствительности к нему. Т.е. используется методика преследования. Данный подход используется во взаимнокорреляционном подходе для определения скорости частиц в газопроводе. Но его применение завязано на частом расположении сегментов

электростатических зондов, что неосуществимо для обеспечения контроля за протяженными на километры охраняемыми периметрами.

Обеспечения свойств для модифицированной функции Морле обеспечивалось видом функции и настройкой коэффициента затухания. Так как в новой функции преследуется еще и требование подобия, то было решено увеличить количество настраиваемых коэффициентов для новой анализирующей функции.



## Глава 2. Математическое моделирование процесса электростатической локации

Для решения задачи электростатической локации необходимо определиться со способом размещения электростатических датчиков, признаками электростатических сигналов, необходимых для детектирования и того, как эти признаки связаны с параметрами пролета БПЛА. Кроме этого, необходимо определиться со способом цифровой обработки сигнала.

### 2.1 Схема измерения при электростатической локации

#### 2.1.1 Математическая модель работы электростатического флюксметра

Для настоящего исследования был разработан и собран прототип электростатического флюксметра ротационного типа. При его разработке была применена впервые уникальная схема с применением электрода, состоящего из четного количества сегментов. Полное описание прибора представлено в полученном патенте на изобретение.

Одним из характерных отличий разработанного флюксметра от владимирского аналога является то, что измерительный электрод содержит, кроме обычной группы электродов, еще одну группу, которая находится между ними. Таким образом, экранирующий электрод перекрывает либо четные, либо нечетные лепестки или находится в промежуточных углах перекрытия. При вращении на четных и нечетных лепестках равновесный электрический заряд изменяется в противофазе. Соответственно измерительный ток с данных электродов также изменяется в противофазе. Аппаратное вычитание одного измерительного сигнала из другого приводит к обнулению аддитивных помех и увеличению полезного сигнала. Измерительная схема по патенту [42] изображена на рис. 2.1

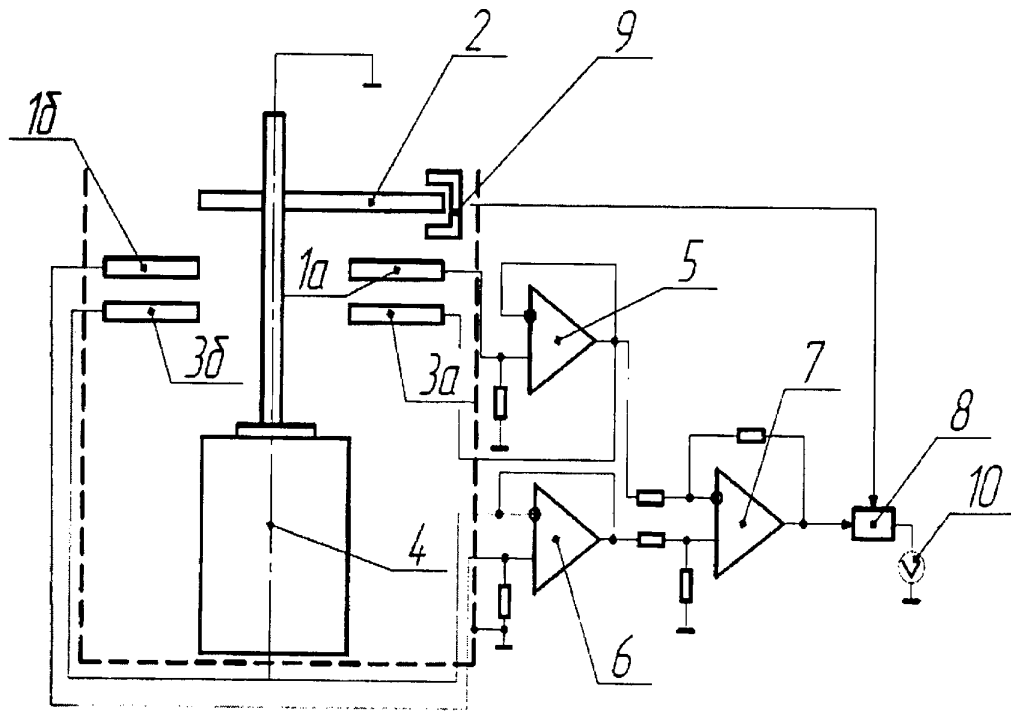


Рисунок 2.1 — Электрическая схема электростатического флюксметра 1 — измерительные электроды четной группы а и нечетной б, 2 — экранирующий электрод, 3 — дополнительный экраны, 4 — двигатель, 5 и 6 — повторители напряжения, 7 — дифференциальный усилитель, 8 — фазочувствительный выпрямитель, 9 — оптопара, 10 — вольтметр

В схеме на рис. 2.1 используются дополнительные экраны 3а и 3б, повторяющие по форме измерительные электроды. Данные экраны подсоединены к повторителям напряжения соответствующих каналов четной группы а и нечетной б соответственно. Это необходимо для эффективного вычитания аддитивной помехи на дифференциальном усилителе.

В случае, если токи смещения используемого операционного усилителя не позволяют использовать резисторы достаточно большого сопротивления, чтобы обеспечить необходимую чувствительность и режим работы флюксметра (рисунок 1.7), то можно использовать схему повторителя со следящей связью (рисунок 2.2), рассмотренную в фундаментальной книге [43], авторами которой являются Хоровиц П. и Хил У. и в которой приведены многие рабочие схемы.

В схеме на рисунке 2.2 повторитель модифицирован следящей связью через конденсатор, включенный между выходом операционного усилителя и серединой сопротивления на землю. Согласно Хоровицу П. и Хилу У., необходимо применять ОУ с межкаскадными связями по переменному току, когда ко

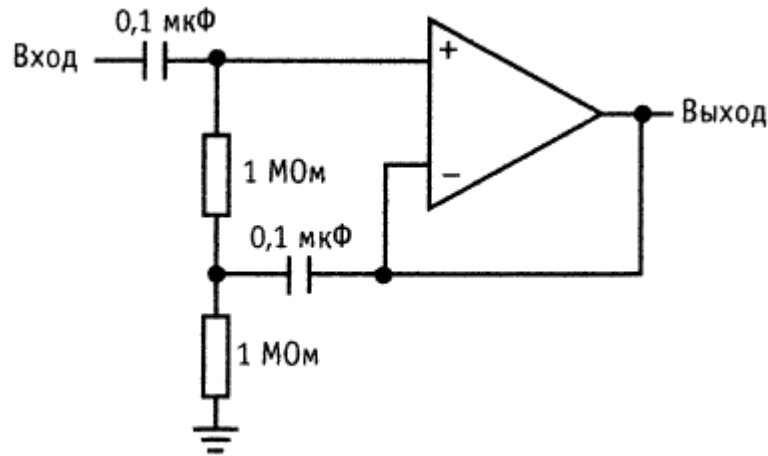


Рисунок 2.2 — Повторитель со следящей обратной связью

входу должен быть подключен заземленный резистор. Конденсатор вместе с верхним резистором образует высокоомную входную цепь [43].

Использование следящей связи необходимо в случае, если операционный усилитель обладает высокими значениями тока смещения (более 1 нА), что ограничивает сопротивление на землю  $R_{gr}$  значениями в МОм для обеспечения нормальной работы повторителя напряжения. Это позволяет увеличить входное сопротивление, чувствительность измерений и форму сигнала, переводя работу схемы в другой режим (рисунок 1.8).

Данная следящая связь оказывает благотворное влияние на амплитуду сигнала и на его форму, делая сигнал полностью синусоидальным, что подтвердилось на прототипе. Схема данного повторителя приведена на рис. 2.3 [44].

В данном случае повторитель имеет следящую обратную связь, в которую включен конденсатор  $f_b$ , который подключен к выходу операционного усилителя (ОУ) и между двумя последовательно подключенными резисторами  $R_{gr}$ . В ОУ промоделируем входное сопротивление  $r_{in}$ , инверсный и неинверсный входы и усилитель напряжения  $K$  с выходным сопротивлением  $r_{out}$ . Таким образом, образуется 3 узла. Два из них соответствуют неинвертирующему  $U_{pos}$  и инвертирующему входу  $U_{neg}$ , а так же узел  $U_{fb}$ , находящийся между резисторами на землю. Данные узлы (линии равного потенциала) выделены на рис. 2.3 пунктиром. Данные узлы включают в себя инвертирующий и неинвертирующий входы ОУ. Компенсирующий конденсатор  $C_{com}$  моделируется аналогично измерительному с тем отличием, что емкость конденсатора постоянна.

Математическую модель данной схемы было предложено также составить на основе уравнений Кирхгофа как и в случае базовой конструкции, описанной

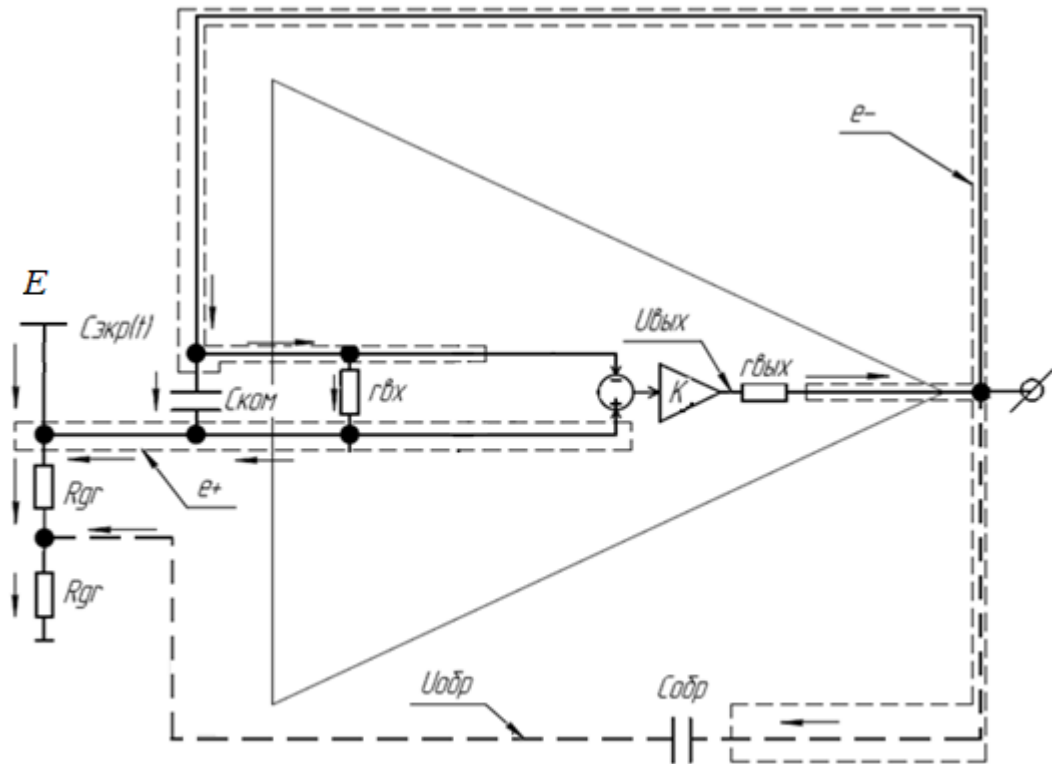


Рисунок 2.3 — Электрическая схема повторителя с обратной связью

уравнением (1.4). Однако ввиду громоздкости исходной схемы и того, что операционные усилители сами по себе осуществляют развязку входов от выходов (т.е. выходной ток обеспечивается током от ОУ, а не от входа схемы), то было предложено описать уравнениями Кирхгофа повторители и дифференциальный усилитель по отдельности. Строго говоря, описание дифференциального усилителя при помощи уравнений Кирхгофа не имеет смысла, так как его передаточная функция известна. Известно, что он осуществляет вычитание одного сигнала из другого. Но для проверки метода это было осуществлено.

Моделирование повторителя со следящей связью при этом имеет смысл, так как следящая связь образует обратную петлю к измерительному электроду, который не является стандартным источником напряжения.

При моделировании для обеспечения устойчивости решения не рекомендуется пользоваться производными [45]. Наличие операционного усилителя и конденсатора на его входах очень сильно сказывается на устойчивости решения. Таким образом в уравнениях должны отсутствовать токи, а переменными величинами будут являться потенциалы в узлах и переносимые заряды. При этом схема будет консервативной, т.е. в ней будет напрямую учтен закон сохра-

нения заряда. Узлы, соответствующие потенциалам  $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}, e_{\text{fb}}$ , обозначены на рис. 2.3.

Считаем, что разница между потенциалами  $e_{\text{pos}}$  и  $e_{\text{neg}}$  определяется зарядом на конденсаторе  $C_{\text{pos}}$ . Сам потенциал на неинвертирующем входе ОУ определяется потенциалом измерительного электрода относительно земли. Т.е. разницей между равновесным зарядом и уже существующем на электроде в соответствии с левой частью уравнения (1.4). Потенциал между выходным сопротивлением  $r_{\text{out}}$  и усилителем  $K$  определяется как  $U_{\text{out}} = Ku \cdot (U_{\text{pos}} - U_{\text{neg}})$ , где  $Ku$  — коэффициент усиления. Потенциал на выходной емкости определяется негативным напряжением.

В соответствии с выбранными направлениями токов в схеме 2.3 можно составить уравнения на основе трех контуров: внешнего большого контура (через резистор  $r_{\text{in}}$ ), контура между измерительным электродом и землей, а также короткое уравнение, описывающее усиление напряжения.

Итоговая система уравнений при этом записывается следующим образом:

$$\begin{cases} (e_{\text{pos}} - e_{\text{neg}}) \cdot K - e_{\text{neg}} = r_{\text{out}} \cdot \left( \frac{\partial q_{\text{com}}(t)}{\partial t} \right); \\ e_{\text{pos}} = 2 \cdot R_{\text{gr}} \cdot \left( \frac{\partial q_{\text{ism}}(t) + \partial q_{\text{com}}(t)}{\partial t} + r_{\text{in}} \cdot (e_{\text{pos}} - e_{\text{neg}}) \right) + R_{\text{gr}} \cdot \frac{\partial q_{\text{fb}}(t)}{\partial t}; \\ e_{\text{fb}} = R_{\text{gr}} \cdot \left( \frac{\partial q_{\text{ism}}(t) + \partial q_{\text{com}}(t) + q_{\text{fb}}(t)}{\partial t} + r_{\text{in}} \cdot (e_{\text{pos}} - e_{\text{neg}}) \right); \end{cases} \quad (2.1)$$

В системе уравнений (2.1) в левой части находятся потенциалы узлов, а в правой части падения напряжений их образующих, определенных произведением силы тока на сопротивление. Предполагается итерационное решение, поэтому токи через емкость раскрываются как конечные отношения изменения заряда на изменение времени. Один шаг по времени состоит из последовательных расчетов. Первый расчет определяет новые значения зарядов на конденсаторах в соответствии с определением емкости, а второй полушаг определяет по системе уравнений (2.1) потенциалы  $e_{\text{pos}}, e_{\text{neg}}$  и  $e_{\text{fb}}$ .

Уравнения для расчета зарядов выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} q_{\text{ism}} = E \cdot \varepsilon_0 \cdot S_{\text{ism}}(t) - e_{\text{pos}} \cdot C_{\text{ism}}; \\ q_{\text{com}} = (e_{\text{neg}} - e_{\text{pos}}) \cdot C_{\text{com}}; \\ q_{\text{out}} = e_{\text{neg}} \cdot C_{\text{out}} \\ q_{\text{fb}} = (e_{\text{neg}} - e_{\text{fb}}) \cdot C_{\text{fb}} \end{cases} \quad (2.2)$$

Первое уравнение в системе (2.2) является описанием действия измеряемого поля на систему в соответствии с теорией.

Следует обратить внимание, что численный расчет следует проводить не на основе основных единиц измерения СИ. Ввиду того, что сопротивления имеют значения измеряемое от 1-ого до сотен МОм, а значения емкостей составляют сотни и тысячи пФ, то нахождение произведений между данными величинами в виде Ом и Ф станет неточным при использовании операций с числами с плавающей запятой. Для обеспечения соответствия по размерности и по величине при численном решении уравнения следует емкости прописывать в пФ, сопротивления в МОм, время в мкс, заряды в нКл, а напряжения в мВ.

Стоит отметить тот факт, что решение получается относительно интегральных составляющих в виде потенциалов и зарядов, а не дифференциальных. Согласно теории и практики численного моделирования данный подход позволяет не беспокоиться об устойчивости решения. При шаге по времени порядка 1 мкс решение устойчиво без необходимости применения улучшений сходимости итерационного процесса, например таких как метод Ньютона-Рафсона.

Полученное решение используется в дальнейшем для подбора емкости  $C_{fb}$  и сопротивлений  $R_{gr}$  в численном эксперименте.

### 2.1.2 Математическая модель пролета БПЛА

Рассмотрим процесс пролета БПЛА вблизи электростатического зонда. Для построения схемы нас измерения интересует форма возникающего сигнала, характерные признаки сигнала, а также величина этих признаков в зависимости от условий поставленной задачи. Все это необходимо для определения зоны вероятного обнаружения летательного аппарата вблизи датчика.

В общем виде данная задача является сложной и комплексной. При этом полное базовое решение данной задачи в литературе не приведено. Поэтому в данном исследовании задача решается в базовом виде горизонтального равномерного пролета одиночного БПЛА.

Отметим сразу отброшенные моменты, которые могут встретиться в реальности, но они уже приводят к частным решениям.

1. Редукция электростатического поля. Сигнал электростатического датчика очевидно зависит от рельефа поверхности и наличия объектов,

приводящих к изменению решения электростатической задачи относительно решения движения над бесконечной проводящей плоскостью или над проводящей сферой радиуса Земли. Следует отметить, что часть решения для морской поверхности было найдена в статье [46]

2. Пролет множественных целей.
3. Пролет с ускорением, которое может содержать как тангенциальный, так и нормальный компонент.

Пусть рассматриваемый одиночный летательный аппарат, несущий постоянный электростатический заряд  $E$ , движется с постоянной скоростью  $v$  с углом крена к охраняемому периметру  $\alpha$  и нулевым углом тангажа  $\beta = 0$ . Примем, что задача является квазистатической, т.е. определение электростатического поля в любой момент времени можно определить как решение электростатической задачи из геометрической конфигурации в выбранный момент времени.

Рассмотрим БПЛА как точечный электрический заряд. В статье рассматривается, что при высотах наблюдения больше 3 длин летательного аппарата ошибка данного допущения составляет менее 5 %.

Рассмотрим подстилающую поверхность как бесконечную проводящую плоскость.

Согласно данным допущениям можно рассчитать напряженность на поверхности земли в местах расположения датчиков путем векторной суммы напряженности от БПЛА и напряженности от индуцированных зарядов на подстилающей поверхности. Решения такой задачи известно [47], метод зеркальных изображения дает следующую формулу расчета напряженности на поверхности:

$$E = k \cdot r^{-3} \cdot q \cdot h, \quad (2.3)$$

где  $k = (4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0)^{-1}$  — коэффициент пропорциональности;

$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}/$  — диэлектрическая постоянная;

$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$  — радиус-вектор;

$x, y, z$  — три декартовы координаты БПЛА относительно датчика;

$h$  — высота над поверхностью;

$q$  — электрический заряд на БПЛА.

На основании уравнения (2.3) можно найти множество полезных для практики аналитических закономерностей: аналитическую форму идеального

электростатического сигнала, форму зоны обнаружения БПЛА отдельным датчиком и её размер исходя из регистрируемой амплитуды электростатического сигнала, сформулировать критерий оптимальности шага расположения датчиков, выявить признаки электростатического сигнала и функционально связать их с параметрами траектории пролета БПЛА в идеальном случае.

### 2.1.3 Признаки электростатического сигнала

Решим сначала задачу электростатической локации в системе один датчик и БПЛА. Разместим декартову правостороннюю систему координат следующим образом: началом координат будет являться датчик на подстилающей поверхности. Ось  $x$  направлена параллельно движению БПЛА, ось  $z$  направлена вверх. Началом отсчета является момент максимального сближения БПЛА с датчиком или когда у БПЛА нулевое значение координаты  $x$ . Тогда закон изменения напряженности  $E$  от времени согласно формуле (2.3) будет находиться по следующей зависимости:

$$E(t) = k \cdot q \cdot h \cdot ((v \cdot t)^2 + y^2 + h^2)^{-3/2}. \quad (2.4)$$

Скорость изменения напряженности от времени можно получить путем дифференцирования выражения (2.4):

$$\frac{\partial E(t)}{\partial t} = -3 \cdot k \cdot q \cdot h \cdot v \cdot \frac{v \cdot t}{((v \cdot t)^2 + y^2 + h^2)^{5/2}}. \quad (2.5)$$

Полученные выражения (2.4) и (2.5) фактически отражают, какие будут зависимости напряженности и скорости её изменения от времени [48]. Данные сигналы изображены на рисунке 2.4.

На рисунке 2.4 отображены временные параметры сигнала, на которые рекомендуется опираться в системе электростатической локации. Смысл этих параметров наиболее ясен для сигнала электростатического зонда. Признак времени  $t_p$  определяет положение центра сигнала, признак частоты  $ht$  определяет расстояние между экстремумами сигнала.



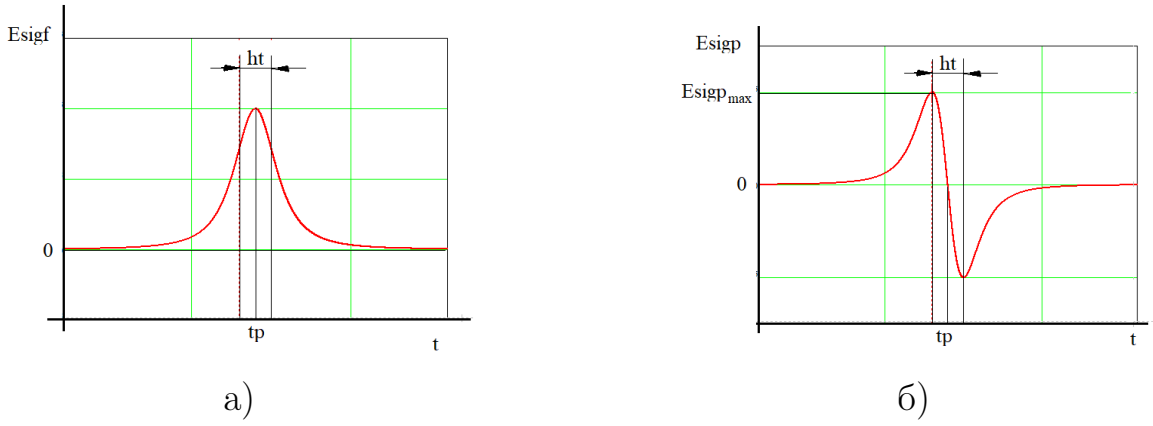


Рисунок 2.4 — Идеальный электростатический сигнал а) Электростатический флюксметра б) Электростатического зонда.

Если продифференцировать выражение (2.5) еще раз по времени и приравнять к нулю, то можно найти положение экстремумов электростатического сигнала от времени:

$$v \cdot ht = x_{ext} = \pm 0,5 \cdot \sqrt{h^2 + y^2}, \quad (2.6)$$

где  $x_{ext}$  — модуль координаты  $x$  БПЛА в моменты экстремумов.

Для дальнейшего решения задачи выгодно переписать уравнения (2.4) и (2.5) через признаки  $ht$  и  $tp$ . Для этого . Начало временной шкалы делаем случайной, чтобы центр сигнала соответствовал моменту времени  $t = tp$ , а не  $t = 0$ . С учетом (2.6) переписываем знаменатель. Скорость  $v$  выносим из знаменателя. Постоянные множители, в том числе  $k, q, h, v$ , убираем из уравнения, заменяя таким множителем (который зависит от  $ht$ ), чтобы в точке экстремума электростатическая функция была бы равна 1. Умножаем получившееся уравнение на  $Amp$ , обозначающее амплитуду полезного сигнала. В результате уравнения (2.4) и (2.5) запишутся в следующем виде:

$$E_{sigf}(t) = 8 \cdot Amp \cdot ht^3 \cdot \frac{1}{((t - tp)^2 + 4 \cdot ht^2)^{1,5}}; \quad (2.7)$$

$$E_{sigp}(t) = -25 \cdot \sqrt{5} \cdot Amp \cdot ht^4 \cdot \frac{t - tp}{((t - tp)^2 + 4 \cdot ht^2)^{2,5}}. \quad (2.8)$$

Числовое значение постоянного множителя в уравнениях (2.7) и (2.8) выведено из равенства функции в точке своего максимума амплитуде  $Amp$

Полученные уравнения сигналов (2.7) и (2.8) используются в дальнейшем для синтеза анализирующей функции время-частотного анализа.

### 2.1.4 Границы обнаружения датчика

Немаловажным вопросом системы электростатической локации является прикидка, на каком расстоянии датчики способны обнаружить поле. Оценка производится на основе получаемой амплитуды сигнала  $\text{Amp}$  при пролете цели. Если траектория БПЛА пересекает область обнаружения, то амплитуда полезного сигнала  $\text{Amp}$ , выраженного в единицах измерения измеряемой характеристики поля, должна быть больше, чем некое пороговое значение  $\text{Amp}_{\min}$ . Данная задача была решена при ранее введенных допущениях.

Для нахождения амплитуды сигнала электростатического зонда необходимо определить координаты  $x$ , при которых наблюдаются экстремумы сигнала. Необходимым условием экстремума будет равенство производной (2.5) по  $t$  нулю. Найдя время и соответствующую координату  $x$  получаем:

Для получения области обнаружения следует отталкиваться от высоты обнаружения при  $y = 0$ . На основании выражений (2.4), (2.5) и (2.6) легко найти максимальную высоту для электростатического флюксметра и зонда соответственно [49]:

$$h_{max} = \sqrt{k \cdot q \cdot \text{Amp}_{\min}^{-1}}; \quad (2.9)$$

$$h_{max} = \sqrt[3]{\frac{48 \cdot k \cdot q \cdot v}{5^{2,5} \cdot \text{Amp}_{\min}}}, \quad (2.10)$$

где  $\text{Amp}_{\min}$  — минимальная воспринимаемая амплитуда полезного сигнала.

Если приравнять выражения (2.4) и (2.5) к минимально регистрируемой амплитуде  $\text{Amp}_{\min}$ , то можно получить уравнения контура области вращения в виде зависимости  $y(z)$  для электростатического флюксметра и зонда соответственно:

$$y(z) = \pm \sqrt{k \cdot q \cdot \text{Amp}_{\min}^{-1} - z}, z \in [0; h_{max}]; \quad (2.11)$$

$$y(z) = \pm \sqrt{\sqrt{\frac{48 \cdot v \cdot k \cdot q \cdot z}{5^{2,5} \cdot \text{Amp}_{\min}}} - z^2}, z \in [0; h_{max}]. \quad (2.12)$$

Теоретическая зона обнаружения БПЛА является телом вращения контуров. Вид контуров для обоих типов датчика электростатического поля представлен на рис. 2.5.

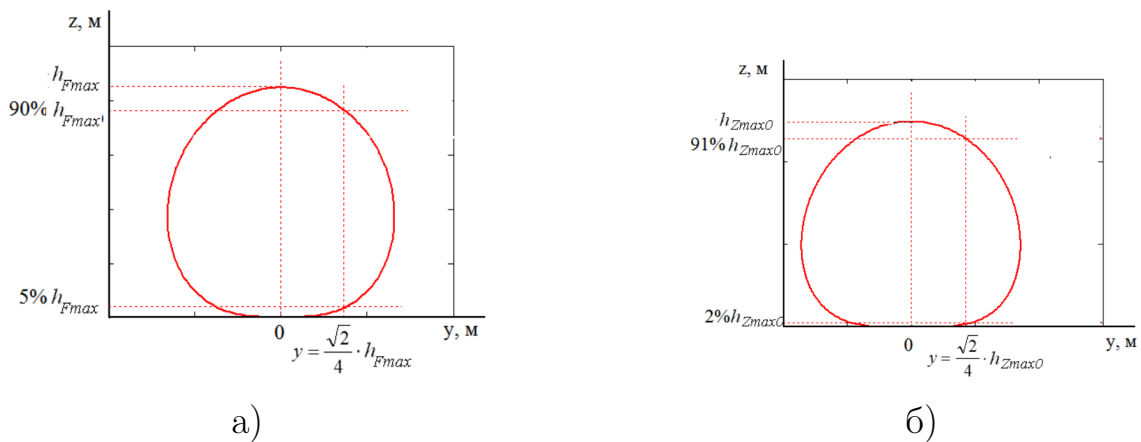


Рисунок 2.5 — Контур зоны обнаружения летательного аппарата при помощи а) электростатического флюксметра б) электростатического зонда.

На рисунке 2.5 сделаны отметки о том, что у электростатических датчиков существует минимальная и максимальная высота обнаружения. При этом до некоторого значения  $y = \sqrt{2} \cdot h_{max}/4$  диапазон высот обнаружения не сильно ниже, чем при  $y = 0$ , на большем удалении от датчика диапазон высот обнаружения начинает сильно снижаться.

В Таблице 1 представлены характерные границы области обнаружения датчиков при определенной минимально обнаруживаемой амплитуде сигнала и заряде на БПЛА. Значения зарядов на БПЛА  $q$  взяты из литературы [18]. Характеристики определены согласно уравнениям кривых (2.11) и (2.12).

Таблица 1 — Граница зоны обнаружения БПЛА

	Электростатический флюксметр			Электростатический зонд			
	Amp <sub>min</sub> = 5 В/м			Amp <sub>min</sub> = 10 В/(м · с)			
$q$ , мкКл	1	100		1	100		
$v$ , м/с	от 1 до 50			2	10	2	10
$y_{max}$ , м	15	150	70	4	7	19	32
$h_{min}$ , м	2,1	21	2	<1	<1	1	1,9
$h_{max}$ , м	40	403	415	10,5	18	49	83

Выбранное расстояние  $y_{max}$  определено из соображений разницы интервалов высот, на котором датчики способны обнаружить БПЛА. Если это

расстояние увеличится хотя бы на 10%, то интервал высот обнаружения уменьшится более чем на 10%. В то же время уменьшение  $y_{max}$  не сказывается на интервале высот обнаружения кардинальным образом, что видно из рис. 2.5. Шаг между датчиками следует установить равным  $2/3$  от  $y_{max}$ . В таком случае датчики способны обнаруживать БПЛА при пересечении границы на дальности в полтора шага между датчиками. Таким образом, БПЛА будет обнаружен минимум 3-мя датчиками, которых достаточно для определения параметров траектории полета и текущего местоположения летательного аппарата, пересекшего периметр.

### 2.1.5 Взаимосвязь параметров пролета БПЛА с признаками электростатических сигналов

Свяжем параметры пролета БПЛА для выбранной постановки задачи с признаками электростатического сигнала. Для получения полного сигнала, изображенного на рис. 2.4 необходимо, чтобы летательный аппарат пролетел мимо датчика. В таком случае каждый датчик системы фиксирует сигнал, если траектория БПЛА пересекла область обнаружения датчика. Необходимым условием определения траектории пролета летательного аппарата является определение параметров полезного электростатического сигнала минимум тремя датчиками. В случае охраняемого периметра скорее всего датчики будут расположены на одной прямой. В таком случае условие задачи можно будет представить геометрически в виде рис. 2.6.

На рис. 2.6 изображен вид сверху на геометрическое расположение датчиков 1, 2 и 3 вдоль охраняемого периметра. В рамках задачи датчики расположены с шагом  $s$  друг от друга, точка пересечения периметра определяется горизонтальной координатой  $p$ , определяющей расстояние до 1-ого датчика. Данных датчиков на периметре много, выбираются те, чей сигнал имеет максимальную амплитуду. Естественно, что расстояние должно удовлетворять условию  $s \leq 2/3 \cdot y_{max}$ , чтобы БПЛА был обнаружен минимум тремя датчиками [50].

Для определения функциональной зависимости между параметрами пролета БПЛА через охраняемый периметр и признаками трех электростатических



Рисунок 2.6 — Пролет БПЛА через периметр

сигналов необходимо выполнить геометрические построения, изображенные на рисунке 2.7

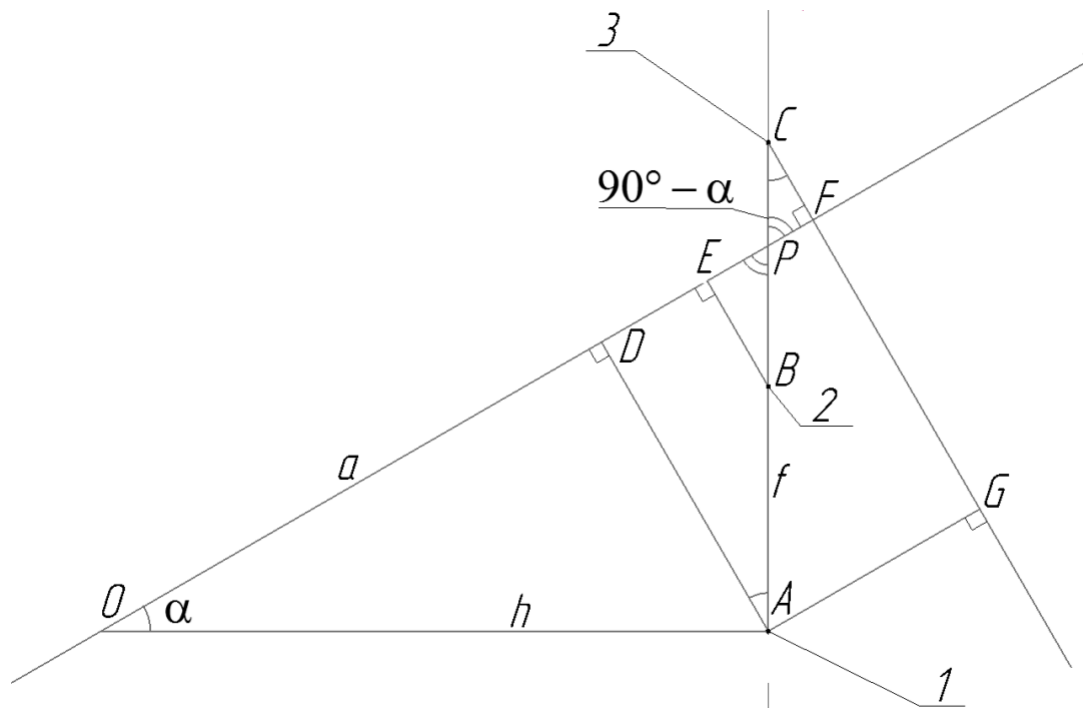


Рисунок 2.7 — Решение задачи электростатической локации

На рисунке 2.7 изображена проекция на горизонтальную плоскость охраняемого периметра  $f$ , траектории БПЛА  $a$  и датчиков 1, 2 и 3 в точках А, В,

С соответственно. Точки D, E, F являются точками максимального сближения БПЛА с датчиками 1, 2, 3 или A, B, C соответственно:  $AD \perp f = D$ ;  $BE \perp E$ ;  $CF \perp f = F$ . Условие задачи записываются следующим образом:  $h \perp f = A$ ;  $a \cap f = P$ ;  $|AB| = |BC| = s$ ;  $|PA| = p$ . Для решения задачи необходимо достроить  $\triangle OPA$  и  $\triangle AGC$ :  $a \cap h = O$ .

Из рисунка 2.7 можно найти градусную меру необходимых углов:

$$\triangle APD : \angle P = 90^\circ - \alpha \wedge \angle D = 90^\circ \Rightarrow \angle A = \alpha;$$

$$\angle POA = \angle CDF \text{ как вертикальные углы};$$

$$\triangle BEP : \angle P = 90^\circ - \alpha \wedge \angle E = 90^\circ \Rightarrow \angle B = \alpha.$$

$$\triangle CFP : \angle P = 90^\circ - \alpha \wedge \angle F = 90^\circ \Rightarrow \angle C = \alpha.$$

Исходя из найденных углов из треугольников  $\triangle APD$ ,  $\triangle BEP$ ,  $\triangle CFP$  можно выразить  $y_j$  через  $s$  и  $p$ :

$$\begin{cases} y_1 = |AD| = |PA| \cdot \cos \alpha = p \cdot \cos \alpha \\ y_2 = |BE| = |PB| \cdot \cos \alpha = (p - s) \cdot \cos \alpha \\ y_3 = |CF| = |PC| \cdot \cos \alpha = (2 \cdot s - p) \cdot \cos \alpha \end{cases} \quad (2.13)$$

Так как в задаче нужно определить 4-ре неизвестных параметра пролета БПЛА ( $v, p, h, \alpha$ ), то в систему (2.13) требуется ввести еще одно уравнение, которое бы определяло разницу между центрами сигналов 3-его и 1-ого датчиков. Для этого следует рассмотреть треугольник  $\triangle AGC$ , в котором сторона  $|AG| = |DF|$  как противоположные стороны прямоугольника  $\square AGDF$ . Тогда с учетом (2.6) для связи геометрии с частотным признаком  $ht$  можно переписать систему уравнений (2.13) через признаки электростатических сигналов:

$$\begin{cases} v^2 \cdot ht_1^2 = (h^2 + p^2 \cdot \cos^2 \alpha); \\ v^2 \cdot ht_2^2 = (h^2 + (p - s)^2 \cdot \cos^2 \alpha); \\ v^2 \cdot ht_3^2 = (h^2 + (p - 2 \cdot s)^2 \cdot \cos^2 \alpha); \\ v^2 \cdot (tp_3 - tp_1)^2 = 4 \cdot s^2 \cdot \sin^2 \alpha \end{cases} \quad (2.14)$$

Решив полученную систему уравнений, получаем выражения для расчета параметров пролета БПЛА [51]:

$$p = s \cdot \frac{3 \cdot ht_1^2 - 4 \cdot ht_2^2 + ht_3^2}{2 \cdot ht_1^2 - 4 \cdot ht_2^2 + 2 \cdot ht_3^2}; \quad (2.15)$$

$$\cos \alpha = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{ht_1^2 - 2 \cdot ht_2^2 + ht_3^2}{2 \cdot ht_1^2 - 4 \cdot ht_2^2 + 2 \cdot ht_3^2 + (tp_3 - tp_1)^2}}; \quad (2.16)$$

$$v = 2 \cdot \sqrt{\frac{s^2}{2 \cdot ht_1^2 - 4 \cdot ht_2^2 + 2 \cdot ht_3^2 + (tp_3 - tp_1)^2}}; \quad (2.17)$$

$$h = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot s^2(ht_1^4 - 8 \cdot ht_1^2 \cdot ht_2^2 - 2 \cdot ht_1^2 \cdot ht_3^2 + 16 \cdot ht_2^4 - 8 \cdot ht_2^2 \cdot ht_3^2 + ht_3^4)}{(2 \cdot ht_1^2 - 4 \cdot ht_2^2 + 2 \cdot ht_3^2 + (tp_3 - tp_1)^2) \cdot (ht_1^2 - 2 \cdot ht_2^2 + ht_3^2)}}. \quad (2.18)$$

Результатом работы системы является расчет текущих координат БПЛА на основе параметров его траектории для сканирования этого места радиолокационными или оптическими средствами разведки для идентификации и сопровождения цели. Расчет координат станет возможен после проведения цифровой обработки сигналов от электростатических датчиков, которая завершится через интервал времени  $Ct \cdot ht_3$ , где  $Ct$  некоторая константа, значение которой можно оценить из анализа алгоритма обработки электростатического сигнала. Из кинематических соображений можно определить текущие координаты БПЛА по следующим уравнениям:

$$\begin{cases} x_{loc} = Ct \cdot ht_3 \cdot v \cdot \cos \alpha + y_3 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha; \\ y_{loc} = Ct \cdot ht_3 \cdot v \cdot \sin \alpha + y_3 \cdot \sin^2 \alpha + p; \\ z_{loc} = h. \end{cases} \quad (2.19)$$

Представленные уравнения можно проанализировать на погрешность косвенных измерений аналитическим и численным способом [52].

Погрешность косвенных измерений оценивалась согласно статистической формуле [53]:

$$\begin{aligned} \Delta z_{loc}^2 = & \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_1} \cdot \Delta ht_1 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_2} \cdot \Delta ht_2 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_3} \right. \\ & \left. \cdot \Delta ht_3 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial tp_1} \cdot \Delta tp_1 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial tp_3} \cdot \Delta tp_3 \right)^2. \end{aligned} \quad (2.20)$$

В дальнейшем, для оценки погрешности локации БПЛА ИИС электростатической локации, уравнение (2.20) следует преобразовать с использованием относительной погрешности  $\varepsilon_{ht} = \frac{\Delta ht_i}{ht_i}$  так как далее именно она будет известна. Для упрощения считаем, что относительная погрешность  $\varepsilon_{ht}$  одинакова для всех датчиков. Это будет возможно если одинаковое соотношение сигнал/шум. На самом деле с учетом рекомендуемого шага расположения датчиков и формы зоны границы обнаружения (рисунок 2.5) можно считать, что сигнал

на датчиках различается в пределах 10% от сигнала центрального датчика. Следует помнить, что граница зоны обнаружения эта область, при пересечении которой БПЛА по касательной, создается одинаковый по амплитуде электростатический сигнал. Предполагая, что уровень шума на датчиках одинаковый, то можно считать, что соотношение сигнал, сигнал/шум и относительная погрешность для всех трех датчиков различается не более, чем на 10% относительно центрального датчика. С учетом этого в первых трех слагаемых можно вынести за скобки  $ht$ .

Последние 2 слагаемых в уравнении (2.20) можно преобразовать заменив  $ht_i$  на среднее арифметическое  $(ht_1 + ht_3)/2$ . Итогом вышеуказанных действий получаем расчетную формулу для расчета погрешности:

$$\Delta z_{loc}^2 = \left( \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_1} \cdot ht_1 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_2} \cdot ht_2 \right)^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial ht_3} \cdot ht_3 \right)^2 \right) \cdot \varepsilon_{ht}^2 + \left( \frac{\partial z_{loc}}{\partial (tp_3 - tp_1)} \cdot \frac{ht_1 + ht_3}{2} \right)^2 \cdot \left( \sqrt{2} \cdot \frac{tp}{ht} \right)^2. \quad (2.21)$$

По формуле (2.21) аналитически и численно были найдены абсолютные погрешности расчета координат БПЛА для погрешности определения признаков электростатических сигналов в 1%. Они представлены в таблице 2 для  $St = 9$ . Данное значение понятно из длины анализирующих функций, вид которых будет представлен далее в работе.

Таблица 2 — Погрешности определения координат при ошибке определения признаков сигнала в 1%

$h$ , м	5	20	40	60	80	100
$s_{max}$ , м	2,2	8,6	17	26	34	42
$(\Delta x + \Delta y + \Delta z)_{max}$ , м	287	50	57	76	106	133
$s_{min}$ , м	12	23	40	60	79	100
$(\Delta x + \Delta y + \Delta z)_{min}$ , м	1,7	7	21	37	53	70
$s_{opt}$ , м (эл. зонд)	9	14	14	16	20	20
$(\Delta x + \Delta y + \Delta z)$ , м	3,1	12,8	105	256	342	732
$s_{opt}$ , м (эл. флюксметр)	12	17	22	32	32	37
$(\Delta x + \Delta y + \Delta z)$ , м	1,7	8	31	55	119	164



В таблице 2 представлены 4-ре различных шага расположения датчиков в зависимости от высоты. Шаг  $s_{\max}$  выбирается исходя из границ зоны обнаружения датчиков, изображенных на рис. 2.5. Т.е. с таким шагом требуется располагать датчики в случае, если рассчитывать, что на указанной высоте  $h$ , где БПЛА будет давать минимальную регистрируемую электростатическую сигнатуру. В таком случае преследуется максимально возможный шаг расположения датчиков. При большем шаге в данной постановке датчики перестанут обнаруживать БПЛА.

В случае, если задача состоит в том, что БПЛА должен быть зарегистрирован до определенной высоты, а электростатическая сигнатура цели считается при любом случае достаточной, то следует стремиться к снижению погрешности определения координат. В таком случае шаг соответствует минимуму зависимости суммы погрешности определения координат  $os(s)$  от шага между датчиками. Шаг между датчиками, соответствующий минимуму погрешности, обозначен  $s_{\min}$ . Как показывают расчеты  $s_{\max} < s_{\min}$ .

В случае, если соотношение сигнал/шум на указанной высоте меняется в зависимости от удаления от датчиков, значимо для задачи обработки электростатического сигнала, то на погрешность определения координаты будет влиять и уровень полезного сигнала, который будет уменьшаться при удалении от датчика. В таком случае ищется минимум зависимости  $os(s)/\dot{c}(s/s_{\max})^p$ , где  $p$  степень равная 3 для электростатического зонда и равная 2 для электростатического флюксметра. Она обозначает скорость убывания амплитуды электростатического сигнала при удалении от датчика. Т.е. в данной постановке задаче  $s_{\text{opt}}$  ищется минимум произведения погрешности косвенного измерения координат БПЛА от погрешности определения признаков на погрешность определения признака сигнала от соотношения сигнал/шум при предположении, что погрешность определения признаков сигнала обратно пропорциональна соотношению сигнал/шум.

## 2.2 Алгоритм синтеза анализирующей рациональной функции

### 2.2.1 Целевые свойства анализирующей функции

Большинство методов время-частотного преобразования опирается на исследование амплитуды. Однако в случае нестационарных сигналов понятие фазы становится более актуальным. Понятие частота нестационарного сигнала является не совсем очевидным ввиду отсутствия периодичности, поэтому исследователи обращают внимание, что частоту, возможно, следует понимать как скорость изменения фазы сигнала по аналогии со скоростью и углом поворота при вращательном движении. Такая частота носит название мгновенной частоты, некоторые исследователи опираются на данный математический аппарат [54].

В случае стационарных сигналов понятие мгновенной частоты становится не столь важным, так как фаза меняется линейно, т.е. мгновенная частота не меняется со временем и равна частоте [55; 56]. В этом случае фаза теоретически способна дать местоположение сигнала во времени, т.е. напрямую необходимый для электростатической локации признак времени  $t_p$  [57]. В самом деле, хоть фаза и меняется в весьма ограниченных пределах от  $-\pi$  до  $\pi$ , однако в случае локализованного во времени сигнала эти пределы оказываются довольно удобными. Однако при обычном преобразовании нестационарного сигнала мы едва ли получим линейное изменение фазы или одинаковую мгновенную частоту [58–60].

Для осуществления возможности использования  $\text{Ph}(f, \tau)$  для электростатической локации необходимо, чтобы преобразование сигналов (1.7) и (1.8) обеспечивало для определенной частоты  $f$  линейность изменения фазы в определенных пределах. Для этого достаточно, чтобы в данных пределах функции  $\text{CR}$  и  $\text{CI}$  изменялись как функции синуса и косинуса соответственно. В таком случае можно найти центр сигнала  $t_p$  следующим способом:

$$t_p = \tau - \frac{\text{Ph}(f, \tau) \cdot \text{cf}}{f \cdot \pi}, \quad (2.22)$$

где  $\text{cf}$  — коэффициент сжатия.

В уравнении (2.22) введен дополнительно коэффициент сжатия  $cf$ , который соответствует тому, что средняя частота анализирующей функции может не соответствовать частоте, с которой изменяется фаза сигнала в линейной зоне (постоянства мгновенной частоты). Для преобразования при помощи вейвлет функции Морле рассмотрен коэффициент сжатия  $cf = 1$  для сигнала электростатического зонда. Дальнейший анализ точности определения признаков сигналов при помощи фазы будет продемонстрирован в 4-ой главе.

Для системы электростатической локации было принято решение синтезировать анализирующую функцию, обеспечивающую линейное изменение фазы на определенной частоте. При этом максимальная амплитуда сигнала распределения должна соответствовать данной же частоте. Для упрощения задачи примем идеальную форму вычисления свертки как несобственного интеграла:

$$\text{ConIm}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\text{cev}}(t + \tau/2) \cdot E_{\text{sigpp}}(t - \tau/2) \cdot dt = \cos(cf \cdot \tau \cdot 2 \cdot \pi); \quad (2.23)$$

$$\text{ConRe}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\text{cod}}(t + \tau/2) \cdot E_{\text{sigpp}}(t - \tau/2) \cdot dt = \sin(cf \cdot \tau \cdot 2 \cdot \pi), \quad (2.24)$$

где  $E_{\text{sigpp}}(t)$  — электростатический сигнал с  $\text{Amp} = 1$  усл. ед. и  $f = 1$  Гц;

$F_{\text{cev}}$  — часть анализирующей функции (реальная или мнимая), которая совпадает по четности с электростатическим сигналом;

$F_{\text{cod}}$  — часть анализирующей функции (реальная или мнимая), которая имеет противоположную четность относительно электростатического сигнала.

В тождествах (2.23) и (2.24) электростатический сигнал и анализирующая функция специально были сдвинуты симметрично по оси времени на  $\tau/2$  для удобства дальнейших упрощений.

Две части анализирующей функции должны быть ортогональны друг другу. Проще всего этого добиться, если одна из них будет являться четной функцией, другая нечетной. Например для сигнала электростатического зонда, который является нечетной функцией (2.8), реальная часть анализирующего сигнала должна быть четной, а мнимая нечетной, чтобы была возможность обеспечить тождества (2.23) и (2.24).

Также необходимо обеспечить нулевое среднее значение функции. Для нечетной части это условие выполняется автоматически, для четной части это будет целью при синтезе функции. Например, для сигнала электростатического флюксметра необходимо будет выполнить условие:

$$\int_{-\infty}^{\infty} F_{\text{cev}}(t) \cdot dt = 0. \quad (2.25)$$

Дальнейшая запись функций будет зависеть от вида сигналов. Поэтому дальнейшие выражения будут записываться для сигнала электростатического флюксметра, если же необходимо их написать для зонда, то в данных выражениях следует поменять местами  $F_{\text{cev}}$  и  $F_{\text{cod}}$  в связи с противоположными четностями сигналов.

Для того, чтобы обеспечить наибольшее значение свертки при нулевом смещении окна  $\tau$ , мнимая часть анализирующей функции должна быть подобна электростатическому сигналу. Кроме того, необходимо выбрать такую функцию, чтобы было возможно взять интеграл свертки (1.7) и (1.8) аналитически. Например, использовать преобразования Лоренца, чтобы заменить взятие интеграла функций произведением изображений этих функций.

### 2.2.2 Выбор анализирующей функции

Исходя из вида функций электростатических сигналов (2.7) и (2.8), было принято решение представить мнимую и действительную часть в виде рациональной функции вида:

$$F_{\text{cev}}(t) = \frac{P_4 \cdot t^8 + P_3 \cdot t^6 + P_2 \cdot t^4 + P_1 \cdot t^2 + P_0}{(t^2 + A^2) \cdot (t^2 + B^2)^2 \cdot (t^2 + C^2)^2}; \quad (2.26)$$

$$F_{\text{cod}}(t) = \frac{K_3 \cdot t^7 + K_2 \cdot t^5 + K_1 \cdot t^3 + K_0 \cdot t^1}{(t^2 + A^2) \cdot (t^2 + B^2)^2 \cdot (t^2 + C^2)^2}, \quad (2.27)$$

где  $P_j, K_j, A, B, C$  — постоянные коэффициенты.

Почему стоит выбрать именно такую запись рациональных функций именно с данными степенями? Как было сказано ранее, одна из функций должна быть четной, другая нечетной. Поэтому знаменатель был выбран четным, а числитель содержит члены только одной четности. Знаменатели функций одинаковы и в следующем шаге электростатический сигнал будет приведен к тому же знаменателю, чтобы было проще использовать основную теорему о вычетах. Знаменатель с одной стороны обеспечивает особые точки функции невысокого порядка (не больше 2-ого) для более простых вычетов. С другой стороны, максимальная степень знаменателя как минимум на 2 превышает максимальную

степень числителя для обеспечения рациональности функции и её убывании на бесконечности. В то же время количество коэффициентов многочлена в числителе дает гибкость анализирующей функции для обеспечения целевых свойств.

Для использования основной теоремы о вычетах [61] необходимо записать электростатический сигнал также через рациональную функцию для обоих типов измерителей:

$$\text{Esigpf}(t) = \frac{S_3 \cdot t^6 + S_2 \cdot t^4 + S_1 \cdot t^2 + S_0}{(x + A^2) \cdot (x + B^2)^2 \cdot (x + C^2)^2}; \quad (2.28)$$

$$\text{Esigpp}(t) = \frac{S_2 \cdot t^5 + S_1 \cdot t^3 + S_0 \cdot t^1}{(x + A^2) \cdot (x + B^2)^2 \cdot (x + C^2)^2}, \quad (2.29)$$

где  $S_j$  — постоянные коэффициенты.

Числовые значения коэффициентов  $S_j$  для зондов и электростатических флюксометров, разумеется, будут различаться. Значения данных коэффициентов легко находятся при помощи стандартного градиентного поиска с использованием целевой функции в виде суммы отклонений между  $\text{Esigpf}(t)$  и  $\text{Esigf}(t)$ .

Теперь если в (2.23) и (2.24) подставить рациональные функции  $\text{Esigpf}(t - \tau/2)$  в качестве электростатического сигнала и  $\text{Fsev}(t + \tau/2)$  и  $\text{Fcod}(t + \tau/2)$ , то можно обратить внимание, что полученное подынтегральное выражение имеет 6 корней, лежащих в верхней комплексной полуплоскости:

$$z_1 = A \cdot i + \tau/2; z_2 = A \cdot i - \tau/2;$$

$$z_3 = B \cdot i + \tau/2; z_4 = B \cdot i - \tau/2;$$

$$z_5 = C \cdot i + \tau/2; z_6 = C \cdot i - \tau/2.$$

Применив основную теорему о вычетах, можно записать выражение через два вычета 1-ого порядка и 4-ре вычета 2-ого порядка, лежащих в верней комплексной полуплоскости.

Ввиду громоздкости выражений и трудности ручного их упрощения следует применять программные алгоритмы для вычисления целевой функции. В настоящем исследовании для поиска коэффициентов применяется градиентный поиск и модифицированный метод наименьших квадратов на основе выражений упрощенных на основе символьных преобразований [62].

## Выводы к главе 2

Для определения параметров равномерного движения заряженной частицы достаточно считать признак частоты  $ht$  и времени  $tr$  с электростатических сигналов трех датчиков. Чем больше заряд, несомый детектируемой частицей, тем больше область обнаружения БПЛА. Причем в случае электростатического флюксметра максимальная высота обнаружения  $h_{max}$  пропорциональна квадратному корню от заряда  $q$ , для электростатического зонда пропорциональна корню кубическому. Рекомендуемая дистанция обнаружения по горизонтали составляет  $y = \sqrt{2} \cdot h_{max}/4$ , шаг между датчиками должен составлять  $y = \sqrt{2} \cdot h_{max}/6$ . При данном шаге БПЛА засекается минимум тремя датчиками на высотах от 5% до 90% от максимальной  $h_{max}$ .

Для анализа и быстрого расчета свертки анализирующей функции и сигнала подобного электростатическому выбор рациональной функции является оправданным. В этом случае быстрый расчет значения свертки возможен через сумму вычисления суммы вычетов подынтегрального выражения, лежащих в верхней комплексной полуплоскости. При этом частные производные от свертки не зависят от параметра, по которому берутся данные производные. Это обеспечивает возможность применения аналитического метода наименьших квадратов при поиске коэффициентов анализирующей функции, наилучшим образом удовлетворяющим целевым свойствам, таким как нулевое среднее значение и выполнения основного тригонометрического тождества при близости центра окна свертки к центру электростатического сигнала. Такие свойства функции, как ортогональность и ограничение по энергии обеспечены видом выбранных рациональных функций.

Математическое описание преобразования электрического поля в электрический сигнал в схеме, используемой в прототипе автора, должно опираться на консервативную схему на основе законов Кирхгофа. Консервативность обеспечивается тем, что в качестве решения системы уравнений выбраны заряды и потенциалы узлов. Таким образом обеспечивается явно закон сохранения заряда. Это обеспечивает устойчивость решения по сравнению со стандартными передаточными функциями, а также позволяет учесть такой специфический источник напряжения как электрод экспонируемый во внешнем электростатическом поле.

## Глава 3. Разработка программно-аппаратного комплекса

Для использования алгоритма синтеза анализирующей функции, рассмотренного в предыдущей главе, необходимо произвести упрощение выражения для свертки двух функций. Как было сказано ранее расчет интегралов следует проводить путем суммирования вычетов, лежащих в верхней полуплоскости. Запись вычетов без упрощения приводит к громоздкому выражению и его непосредственное численное решение содержит ошибки округления. Поэтому при составлении компьютерной программы для синтеза было решено использовать команды ядра символьных операций системы компьютерной алгебры Maple [63].

Также необходимо определиться с методом визуализации и обработки время-частотного распределения, получающиеся при данном распределении.

### 3.1 Алгоритм синтеза анализирующей функции

#### 3.1.1 Градиентный поиск коэффициентов анализирующей функции

Поиск коэффициентов  $S_j$ ,  $A$ ,  $B$  и  $C$  для того, чтобы выразить идеальный анализирующий сигнал, осуществляется путем минимизации разницы между канонизированным идеальным измерительным сигналом (2.8) для  $A_{mp} = 1$ ,  $tr = 0$  и  $ht = 2$ , и параметризованной функцией (2.29):

$$\sum_{j=0}^N \left( \text{Ismpr}\left(\frac{16 \cdot j - 8 \cdot N}{N}\right) - \text{Ismpp}(16 \cdot j - 8 \cdot N) \right)^2 = 0. \quad (3.1)$$

Уравнение (3.1) считает сумму функции в интервал от [-8:8]. За пределами данного интервала значения функции менее 1% от максимального для сигнала электростатического зонда.

Нахождение коэффициентов через классический градиентный поиск по функции (2.29)  $S_j$ ,  $A$ ,  $B$  и  $C$  происходит надежно с шагом в 1% по каждому параметру.

Нахождение коэффициентов анализирующей функции  $K_j$  и  $P_j$  анализирующей функции уже осуществляется с применением ряда умозаключений. В отличие от метода наименьших квадратов (МНК) градиентный поиск занимает гораздо больше времени, является менее точным и требует эмпирических умозаключений, которые мешают автоматизации процесса. С другой стороны указание начальных значений коэффициентов таким образом, чтобы функции были подобны друг другу, позволяет обеспечить свойства (2.23) и (2.24), не теряя подобие функций. Дело в том, что при неправильном выборе вида анализирующей функции метод наименьших квадратов найдет решение с кратно большей частотой, что негативно скажется на время-частотном распределении в целом. В то же время поведение градиентного спуска позволяет найти удовлетворительное решение или сделать выводы о необходимости изменения вида анализирующей функции.

При синтезе анализирующей функции в любом случае значения параметров  $A$ ,  $B$  и  $C$  не изменяются. Производится только подбор числителя через поиск коэффициентов  $K_j$  мнимой части  $F_{\text{cod}}(t)$  и коэффициентов  $P_j$  реальной части  $F_{\text{sev}}(t)$ .

Мнимая часть анализирующей функции  $F_{\text{cod}}(t)$  является нечетной функцией и схожа с сигналом электростатического зонда. Поэтому из принципа подобия необходимо обеспечить существование двух экстремумов. При этом, исходя из нечетности и неразрывности функции, график проходит через ноль. Наличие необходимых двух экстремумов математически обеспечивается знаменателем выражения. Простое решение в таком случае обеспечивают коэффициенты числителя одного знака. Начальные значения коэффициентов мнимой подбирается таким образом, чтобы каждое слагаемое числителя (2.27) было преобладающим на разных интервалах (рис. 3.1). Например,  $K_0 = 9 \cdot K_1 = 9 \cdot 25 \cdot K_2$  при которых смежные члены многочлена (2.27) оказываются равны при  $t = 3$  и  $t = 5$ . Нормировка шагов градиентного спуска по этим параметрам происходит пропорционально [64].

Реальная часть анализирующей функции  $F_{\text{cod}}(t)$  является четной функцией без разрывов. Это означает существование одного экстремума в точке  $t = 0$ . Остальные экстремумы могут быть образованы попарно подбором коэффи-



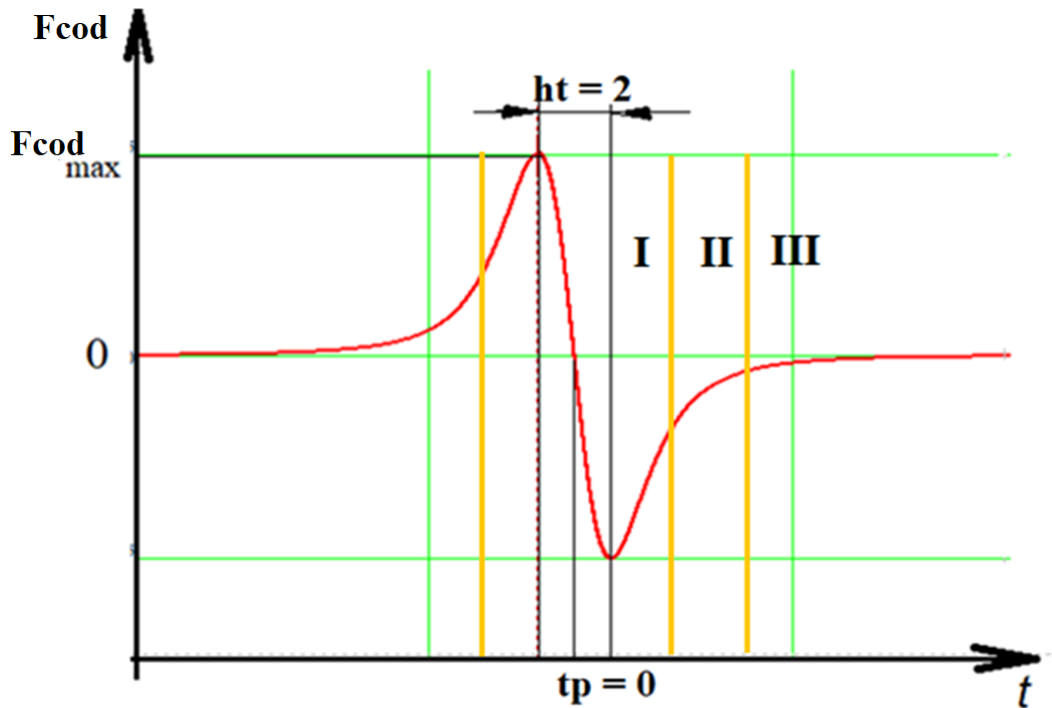


Рисунок 3.1 — Зоны влияния коэффициентов  $K_j$  на вид мнимой части анализирующей функции. I — зона  $K_0$ , II — зона  $K_1$ , III — зона  $K_2$

коэффициентов  $P_j$ . Одного экстремума недостаточно, так как необходимо обеспечить условия нулевого среднего значения и затухания функции на краях. Таким образом, в случае одного экстремума функция будет обладать только положительными или только отрицательными значениями. В случае 5-ти экстремумов их количество будет избыточно и принцип подобия нарушится. Оптимальным является обеспечение трех экстремумов. Для этого коэффициенты  $P_j$  должны быть знакопеременными. Свободный член числителя  $P_0$  является положительным и отвечает за формирование центрального максимума. Отрицательный коэффициент  $P_1$  обеспечивает спуск с данного максимума в отрицательную область, положительный коэффициент  $P_2$  обеспечивает формирование экстремумов в точках  $t = -2$  и  $t = 2$ . Для формирования начальных значений необходимо обеспечить равенство  $F_{cod}(0) = -0,5 \cdot F_{cod}(ht)$  и равенство влияния коэффициентов  $P_1 \cdot ht^2 = P_2 \cdot ht^4$ . Коэффициент  $P_3$  необходим для более быстрого убывания функции на краях. Практика показывает, что её уровень выгодно устанавливать вручную. Эмпирически выявлено, что градиентный поиск следует проводить по параметрам  $P_0, P_1$  и  $P_2$ .

Градиентный поиск коэффициентов мнимой части проводится через минимизацию отклонения свертки от закона косинуса (2.23). Градиентный поиск

коэффициентов реальной части проводится в два чередующихся этапа. На первом этапе минимизируется отклонение свертки от закона синуса (2.24). Затем на 2-ом этапе изменяется коэффициент  $P_0$  таким образом, чтобы изменить среднеинтегральное значение функции на противоположный знак. Для этого необходимо определить силу влияния коэффициента  $P_0$  на данное значение:

$$PF = \sum_{j=0}^N ((5 \cdot i \cdot ht \cdot N^{-1} + A^2) \cdot ((5 \cdot i \cdot ht \cdot N^{-1} + B^2)^2 \cdot (5 \cdot i \cdot ht \cdot N^{-1} + C^2))^{-2}). \quad (3.2)$$

Затем происходит возврат к 1-ому этапу, но параметр  $P_0$  больше не участвует в градиентном поиске. Блок схема алгоритма градиентного поиска представлена на рисунке 3.2.

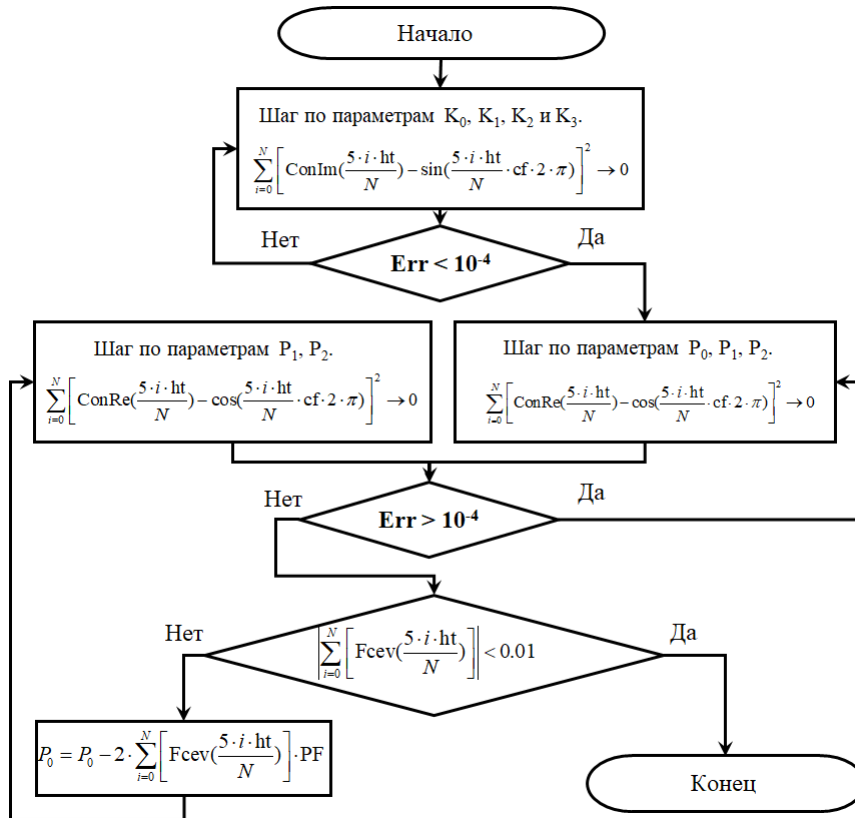


Рисунок 3.2 — Блок схема алгоритма синтеза анализирующей функции градиентным поиском

Анализ результата исполнения данного алгоритма приведен ниже в сравнении с методом наименьших квадратов.

### 3.1.2 Вычисление коэффициентов анализирующей функции через метод наименьших квадратов

Наиболее интересной особенностью полученного аналитического выражения по расчету сверток является то, что в результате среднее значение анализирующей функции зависит линейно от коэффициентов  $P_j$ , кроме того значение свертки при фиксированном  $\tau$  также линейно зависит от коэффициентов, что можно увидеть в промежуточных результатах в приложении А.

Данное обстоятельство позволяет применить метод наименьших квадратов (МНК) для поиска необходимых значений коэффициентов. Однако выражения (2.23) и (2.24) не являются единственным условием и применение МНК не позволит их учесть. Но можно заменить некоторые уравнения МНК на условие равенства нулю среднего значения и уменьшения значения функции на краях до нуля. Проведение модификации МНК путем учета выше перечисленных свойств приводит к следующей системе уравнений для расчета коэффициентов  $P$  [65]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial P_0} \sum_{j=0}^N (\cos(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \frac{\partial}{\partial P_1} \sum_{j=0}^N (\cos(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \frac{\partial}{\partial P_2} \sum_{j=0}^N (\cos(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \int_{-\infty}^{\infty} Fcod(t) \cdot dt = Cz; \\ \sum_{j=1}^{10} Fre(\frac{i+40}{5}) = 0, \end{array} \right. \quad (3.3)$$

где  $Cz$  — околонулевое значение.

Расчет коэффициентов  $K$  ведется по похожей системе уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial K_0} \sum_{j=0}^N (\sin(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \frac{\partial}{\partial K_1} \sum_{j=0}^N (\sin(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \frac{\partial}{\partial K_2} \sum_{j=0}^N (\sin(\frac{2 \cdot cf \cdot \pi \cdot j}{N}) - Conev(j/N))^2 = 0; \\ \int_{-\infty}^{\infty} Fcod(t) \cdot dt = Cz; \\ \sum_{j=1}^{10} Fre(\frac{i+40}{5}) = 0, \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Следует обратить внимание, что в системе уравнений (3.3) среднее значение анализирующей функции не приравнивается к строгому нулю. Это связано с тем, что при реальной цифровой обработке функции не будут бесконечными и будут дискретными. Это приведет к небольшому изменению значению свертки. При этом крайне желательно, чтобы сумма значений анализирующей функции, записанная в процессор по цифровой обработке сигнала, была бы строго равна нулю. Коррекция осуществляется подбором  $Cz$  при расчете коэффициентов  $P_j$ . Это не приводит к сильному изменению данных коэффициентов (изменение составляет менее 1% в выбранной схеме), но позволяет добиться строгого равенства при реальной цифровой обработке.

Остается еще одно целевое свойство, достижение которого не было описано выше. Это максимальная реакция на сигнал при выбранной нами частоте, выражаемая максимумом амплитуды. Ранее уже обобщалось, что получение иной частоты происходит путем сжатия и растяжения материнской функции. В практических выражениях (1.7) и (1.8) это происходит за счет изменения шага по времени между отдельными произведениями сигнала и рассчитанных значений анализирующей функции. В теоретических выражениях (2.23) и (2.24) мы можем к этому придти, подставив в качестве аргумента функции сигнала  $Ismpf$  значение  $ch \cdot t$ . Следует обратить внимание на различие между коэффициентом частоты  $ch$  и коэффициентом сжатия  $cf$  в аргументе периодической функции. Хотя данные коэффициенты одинакового типа, но следует различать признак частоты  $ht$  сигнала и средний полупериод как результат спектрального анализа. При синтезе мы фактически начинаем оперировать признаком частоты  $ht$ , но частота, с которой меняется значение свертки не должна соответствовать данному признаку, тем более, что периодичность в электростатическом сигнале отсутствует.

К сожалению, ввод коэффициента частоты  $ch$  в левые части выражений (2.23) и (2.24) приводит к тому, что количество вычетов функций удваивается и упрощение выражений при помощи операций символьного ядра Maple не может быть осуществлено при текущей реализации.

Наиболее простым решением данной проблемы видится изучение поведения мнимой части свертки при  $\tau = 0$ . В таком случае в выражении (2.24) следует левую часть тождества разделить на  $ch^{10}$  и считать, что корни выражений будут соответствовать следующим значениям:

$$z_1 = A \cdot i/ch; z_2 = A \cdot i;$$

$$z_3 = B \cdot i/ch; z_4 = B \cdot i;$$

$$z_5 = C \cdot i/ch; z_6 = C \cdot i.$$

Упростив выражение через применение символьных операций, мы можем получить зависимость  $\text{ConRe}(ch)$  при  $\tau = 0$  при найденных ранее через решение системы уравнений (3.3) коэффициентах. Но максимум функции в общем случае при случайном  $cf$ , будет приходиться на другую частоту. Поэтому следует осуществить поиск коэффициента  $cf$ , при котором получаются решением системы (3.3) коэффициенты  $P_j$  такие, что зависимость  $\text{ConRe}(ch)$  будет иметь максимум при  $ch = 1$ . Это можно выполнить любым из простых вычислительных методов поиска, благо МНК расчет реализуется быстро и точно.

Итоговый алгоритм синтеза анализирующей функции для электростатического зонда изображен на рисунке 3.3. Следует обратить внимание, что для флюксметра оба условия будут применяться при подборе коэффициентов  $P$ , но в том же порядке. При этом после удовлетворение 1-ого условия при изменениях  $P$  для удовлетворения 2-ого условия 1-ое условие не будет становиться неудовлетворенным, так как изменения  $P$  будут минимальны.

В алгоритме, изображенном на рисунке 3.3 следует обратить внимание, что коэффициент  $Cz$  может быть подобран в 3-ей итерации методом линейной аппроксимации. Первые две итерации способствует нахождению линейной зависимости суммы значений анализирующей функции от коэффициента  $Cz$ , 3-ья итерация позволяет достаточно точно предсказать коэффициент  $Cz$  по линейной функции [65].

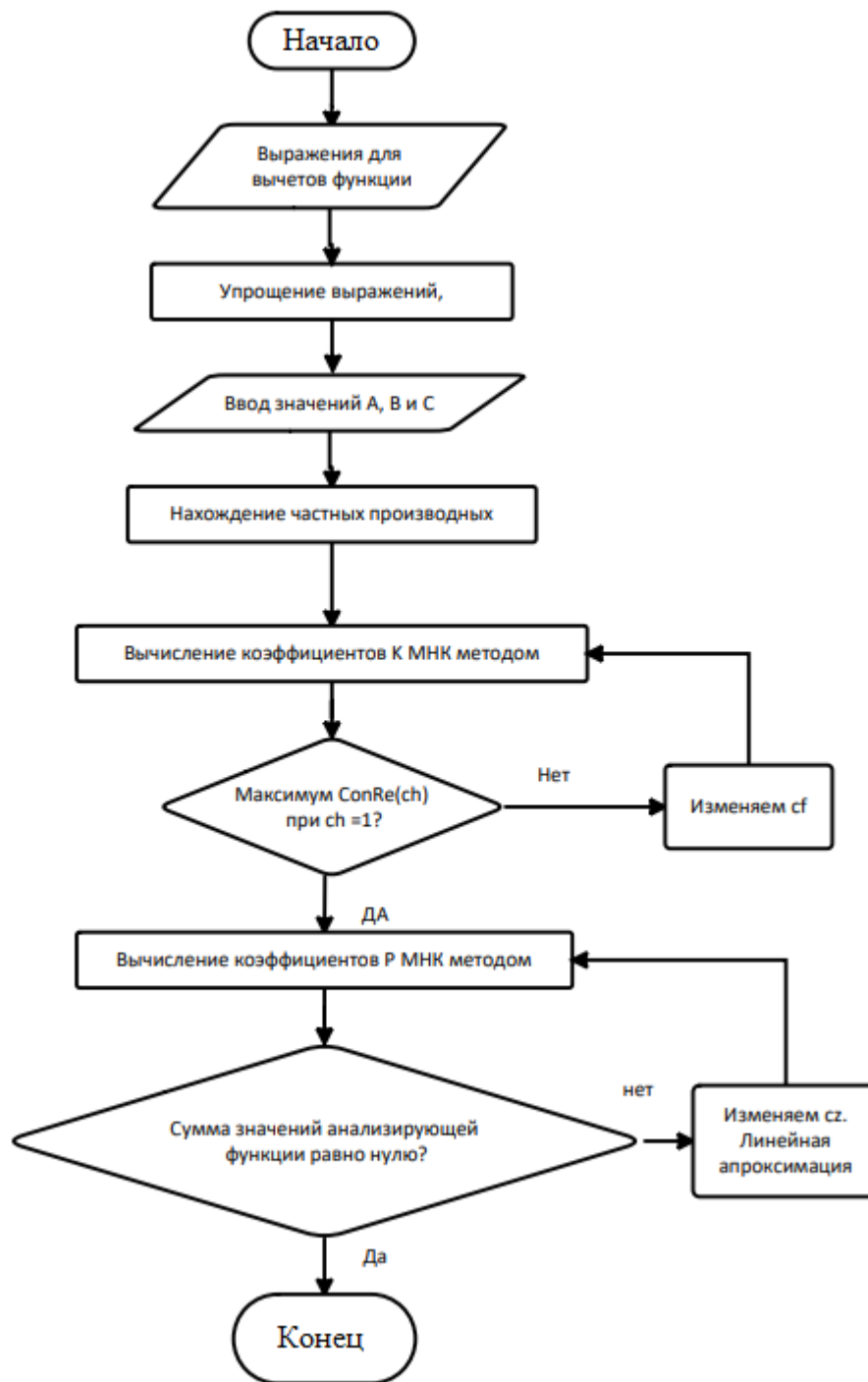


Рисунок 3.3 — Алгоритм синтеза анализирующей функции для электростатического зонда

### 3.1.3 Сравнение алгоритмов синтеза по итоговому результату

Рассмотрим результаты применения алгоритма методом наименьших квадратов по синтезу анализирующей функции согласно методикам из учебника [63]. Первым шагом является запись сигнала в виде рациональной функции (2.29) и (2.28). Это легко осуществляется при помощи простого градиентного спуска. Коэффициенты можно подобрать такие, чтобы отклонения от функций (2.8) и (2.7) соответственно не превышало  $10^{-4} \cdot \text{Амр}$ . Далее реализуется алгоритм, изображенный на рисунке 3.3. Вид полученных функций для электростатического флюксметра изображен на рисунке 3.4.

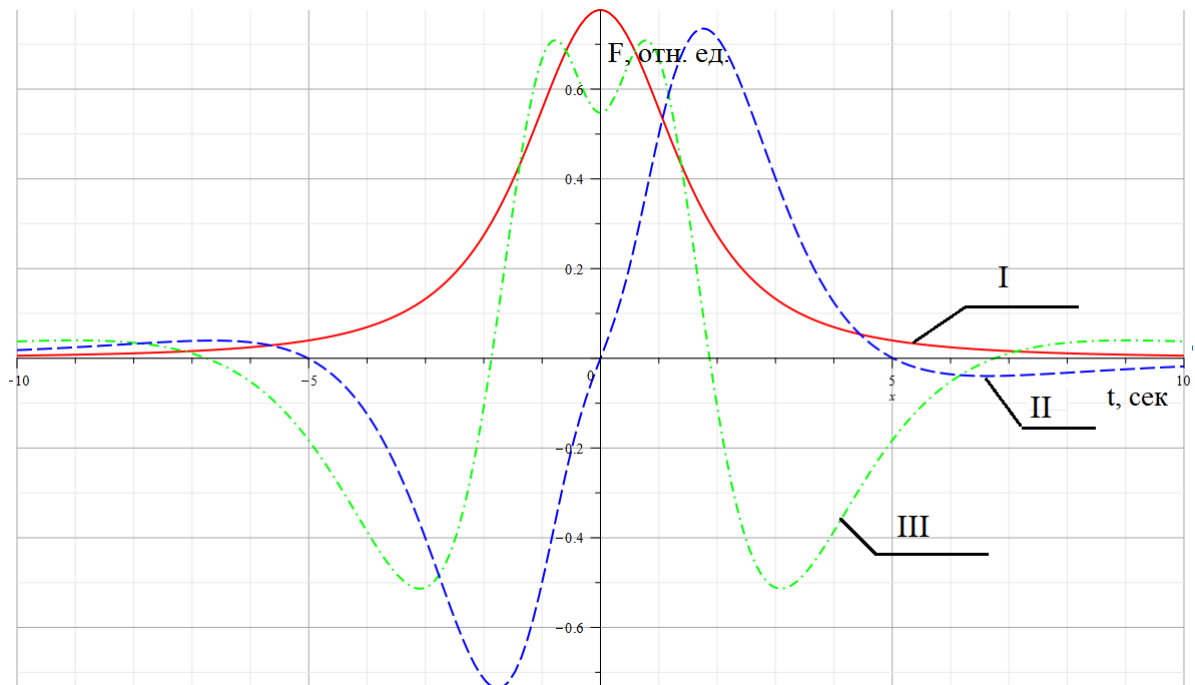


Рисунок 3.4 — Анализирующая функция для электростатического флюксметра.  
 I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала;  
 III — Мнимая часть анализирующего сигнала

Для электростатического зонда вид функций представлен на рисунке 3.5.

Полученные функции удовлетворяют целевым свойствам. Коэффициенты функций и степень их удовлетворения целевым свойствам описаны в таблицах 3 и 4 соответственно.

Целевые свойства в таблице 4 описаны следующим образом. Интервал соответствия обозначает, какая часть периода гармонической функции из целевых свойств (2.23) и (2.24) соответствует зависимости свертки от положения

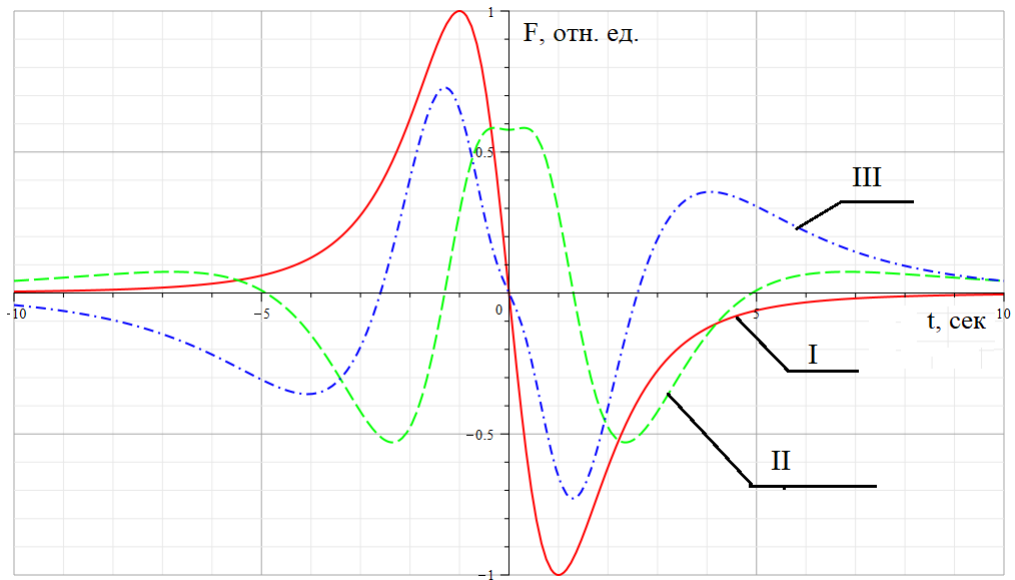


Рисунок 3.5 — Анализирующая функция для электростатического зонда. I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала; III — Мнимая часть анализирующего сигнала

Таблица 3 — Коэффициенты функций

Электростатический флюксметр				Электростатический зонд			
Зн.	Сигнал	Реальная	Мнимая	Общие	Сигнал	Реальная	Мнимая
<i>A</i>	$S_0$	$K_0$	$P_0$	<i>A</i>	$S_0$	$P_0$	$K_0$
1.603	498312	71857.8	116877	1.285	-74120	23443.7	-15397.2
<i>B</i>	$S_1$	$K_1$	$P_1$	<i>B</i>	$S_1$	$P_1$	$K_1$
3.276	1.30500	123687	212966	2.362	-17526	29454.8	-53463.7
<i>C</i>	$S_2$	$K_2$	$P_2$	<i>C</i>	$S_2$	$P_2$	$K_2$
5.183	-5288.832	-5075.99	-76160.3	4.755	-283.863	-27491.0	8284.06
ht		$K_3$	$P_3$	ht		$P_3$	$K_3$
2		-5075.99	1.660	2		1109.22	-2.725
			$P_4$			$P_4$	
			-1.2064			-0.8838	

центра окна  $\tau$ . Следует обратить внимание, что данная доля берется не от периода  $2 \cdot ch$ , а фактически от периода изменения функции свертки  $2 \cdot ht/ch$ . В соответствии с данными из таблицы 4 это означает, что фаза может быть рассчитана корректно в пределах  $\pm 0.93 \cdot ht$  для электростатического флюксметра и в пределах  $\pm 0.61 \cdot ht$  для зонда. Невязки в таблице 4 указаны по отношению к модулю максимального значения мнимой или реальной части анализирую-

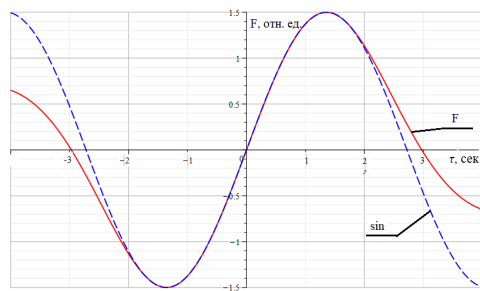


Таблица 4 — Анализирующие свойства

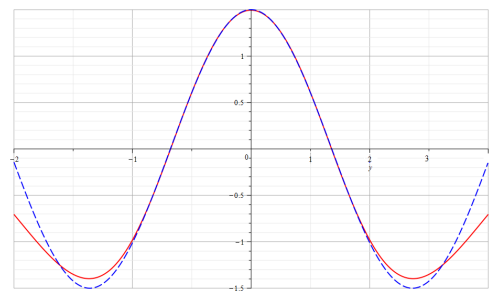
Тип датчика	сжатие ch	интервал соответ- ствия	средняя невязка	макс. невязка	ноль Cz
Эл. флюксметр	0.483	$\pm 22.5\%$	Re(0.04%) Im(0.29%)	Re(0.6%) Im(0.9%)	-0.043854
Эл. зонд	0.735	$\pm 22.5\%$	Re(0.04%) Im(0.10%)	Re(0.3%) Im(0.9%)	-0.033116

щей функции. Ноль  $C_z$  подобран с учетом конкретной дискретизации сигнала. При значении  $C_z$ , указанных в таблице, сумма значений дискретной анализирующей функции (в виде ряда целочисленных значений, записанный в памяти процессора, ведущего цифровую обработку) будет строго равна нулю.

Степень соответствия целевым свойствам (2.23) и (2.24) можно также визуальнo оценить из рисунка 3.6.



а)



б)

Рисунок 3.6 — График зависимости свертки сигнала электростатического зонда и анализирующей функции от  $\tau$  а) Реальная часть б) Мнимая часть

Стоит отметить также, что профиль зависимости мнимой части от  $ht = 1$  при  $\tau = 0$  подобран так, чтобы мнимая часть имела максимум для целевого параметра  $ht$ , т.е. когда коэффициент  $ch = 1$ . Профиль зависимости изображен на рисунке 3.7.

Степень соответствия графиков у метода градиентного поиска выше, чем у МНК метода до той степени, что мнимая часть анализирующей функции неотличима от электростатического сигнала. В то время как МНК метод образует дополнительные минимумы для обеспечения более полного соответствия целевым свойствам. Градиентный поиск гораздо менее четко обеспечивает данные

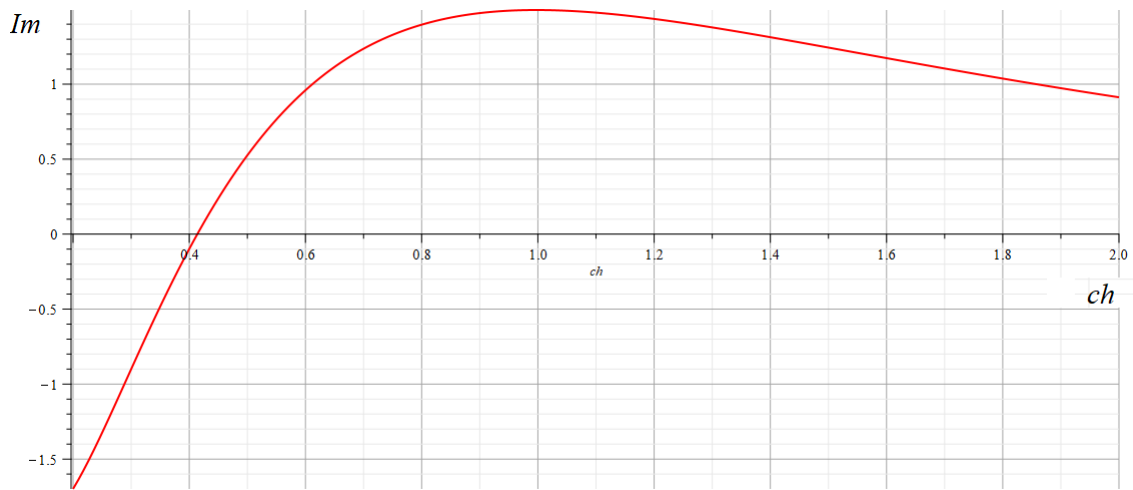
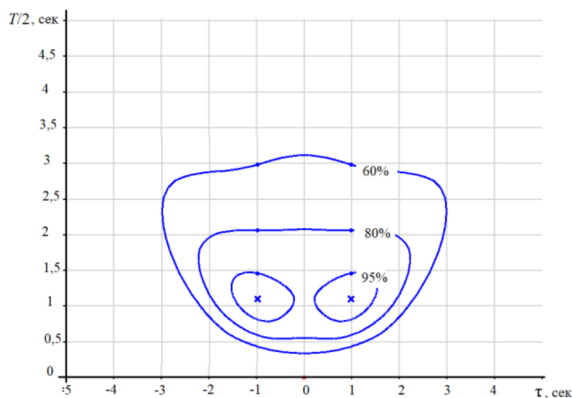
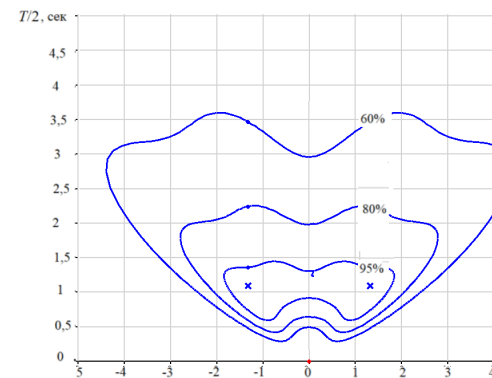


Рисунок 3.7 — Зависимость мнимой части свертки от коэффициента сжатия/растяжения  $ch$  при совпадении центра окна свертки с центром сигнала свойства. Сказанное выше проще оценить на амплитудно-частотной диаграмме, изображенной на рис. 3.8



а)



б)

Рисунок 3.8 — Изографик АЧХ сигнала электростатического зонда, полученный при помощи анализирующей функции при помощи а) градиентного поиска б) МНК. Крестами обозначены глобальные максимумы

Из рис. 3.8 можно сделать вывод, что в плоскости  $\tau = 0$  оба метода дают примерно одинаковый профиль распределения, но при этом МНК является более точным, о чем свидетельствует плато на АЧХ характеристике.

Применение МНК обеспечивает большую область действия по времени тригонометрического тождества. При градиентном поиске наблюдаются прогибы время-частотного распределения.

Итог сравнения представленных алгоритмов следующий: Алгоритм на основе градиентного поиска эффективнее тем, что позволяет более вероятно по-

лучить удовлетворительное решение в виде анализирующей функции, мнимая часть которой подобна измерительно сигналу. В то время как алгоритм МНК может дать в качестве ответа функцию, которая неподобна измерительно сигналу и для которой наблюдаются максимум время-частотного распределения не на рассматриваемой частоте.

С другой стороны алгоритм на основе МНК при правильном использовании позволяет получить результат в виде анализирующей функции, которая обеспечивает необходимые свойства более точно, чем алгоритм на основе метода градиентного поиска. При этом требует меньших вычислительных ресурсов.

Из вышеперечисленного следует, что результаты полученные в данной работе алгоритмом на основе МНК следует признать более верными. Однако алгоритм градиентного поиска полезен на старте исследования, чтобы понять имеется ли решение для рассматриваемого уравнения анализирующей функции.

## **3.2 Визуализация и обработка время-частотного распределения**

Время-частотный анализ работает с представлением сигнала в виде функции двух переменных: времени и частоты. В настоящем исследовании данные функции описываются в том виде, в котором получаются при цифровой обработке сигнала, т.е. в виде узловой функции. Моделирование процесса электростатической локации и цифровой обработки сигналов, визуализация результатов цифровой обработки и их анализ введется в комплексе программ, написанных в среде Visual Studio. Моделирование строится на основе математической модели, рассмотренной во 2-ой главе.

### **3.2.1 Программная реализация**

Комплекс программ предназначен для численного моделирования цифровой обработки сигналов, которые возникают в процессе электростатической локации. Элементарной операцией в программе является расчет 1-ого узло-

вого значения сеточных функций  $CR(f, t)$  и  $CI(f, t)$  как конечной суммы произведений анализирующей функции и электростатического сигнала согласно выражениям (1.7) и (1.8).

Анализирующая функция рассчитывается в целочисленной форме в виде вектора значений. В программе можно использовать оконную функцию Фурье, вейвлет функцию Морле, рациональную анализирующую функцию, алгоритм вывода которой рассмотрен в предыдущей главе. Количество точек функции  $N$  является нечетным, сумма всех значений строго равняется нулю, что обеспечивается алгоритмом синтеза.

В зависимости от выбранных значений частоты свертки  $f$  и времени  $t$  рассчитываются значения измеряемой характеристик электростатического поля в моменты времени, зависящие от выбранных значений частоты свертки  $f$  и времени центра окна свертки  $tf$ . Расчет основан на той же математической модели, что рассматривалась во 2-ой главе, но вместо готовой формулы используется метод изображений.

Согласно методу изображения для квазистатического поля действие индуцированных на подстилающей поверхности зарядов можно рассчитать через действие изображения заряда источника поля. В результате напряженность электростатического поля в точке размещения датчика можно найти как сумму вектора напряженности от БПЛА — точечного электрического заряда и напряженности от заряда — изображения. Так как подстилающая поверхность нами считается идеально проводящей горизонтальной плоскостью, то в численной модели изображение имеет заряд  $-q$  и координаты  $x, y$  и  $-z$ . Центр системы координат находится на датчике, ось  $z$  направлена вверх, ось  $y$  развернута вдоль охраняемого периметра. Направление оси  $y$  и  $x$  отличается от выбранного во 2-ой главе, но схема процесса электростатической локации соответствует рисунку 2.6.

В случае использования электростатических зондов находится скорость изменения напряженности электростатического поля через центральную конечную разность.

Рассчитываемая характеристика электростатического поля является значением идеального электростатического сигнала в рассматриваемый момент времени. Для оценки влияния помех к идеальному электростатическому сигналу в зависимости от данных на форме программного комплекса добавляется белый шум, рассчитываемый по формуле:

$$N_{se} = \sigma \cdot \sqrt{\ln(-2 \cdot \text{Rnd}(1)) \cdot \cos(2 \cdot \pi) \cdot (\text{Rnd}(2) - 1)}, \quad (3.5)$$

где  $\text{Rnd}(x)$  — функция по генерации случайного числа от 0 до  $x$  с равномерным распределением вероятности.

В зависимости от режима прогонки программы различаются количество и расположение узловых точек функции время-частотного распределения. Также следует учитывать, что при имитации работы системы электростатической локации узловые точки время-частотного распределения распределяются с некоторыми шагами по периоду сигнала и по времени центра окна свертки. Причем шаг по времени центра окна свертки имеет смысл задать в виде доли от периода. Таким образом, шаг по времени по абсолютному значению будет различаться на разных периодах.

Различают несколько режимов запуска программы:

1. Режим имитации. В данном режиме задаются параметры пролета БПЛА, тип датчиков и шаг между ними и анализирующая функция. Итогом является время-частотные распределения трех датчиков и рассчитанные значения параметров пролета БПЛА.
2. Режим имитации с одним датчиком. Данный режим похож на предыдущий с несколькими отличиями. Параметры пролета БПЛА выбираются такими, чтобы наблюдались базовые параметры электростатического сигнала, включая его амплитуду. Изучается влияние помех и случайности расположения точек время-частотного распределения на точность определения признаков электростатического сигнала.
3. Изучение амплитудно-частотной характеристики. В данном режиме при пролете БПЛА происходит более подробное изучение время-частотного распределения. Вместо моделирования узловой функции при цифровой обработке её значения находятся на изолиниях и гребнях распределения.
4. Изучение фазо-частотной характеристики. Время-частотное распределение рассчитывается на заданном расстоянии от центра сигнала. Расстояние задается в долях от периода.

В любом режиме запуска программы создается материнская анализирующая функция. Она представляет собой два одномерных целочисленных массива для мнимой и для реальной части. Номер последнего элемента массива определяется произведением количества периодов функции на количество точек в

периоде. Нумерация начинается с нуля. В результате количество элементов будет нечетным, что является важным. Нечетное количество элементов де-факто обеспечит равенство нулю суммы элементов массива в случае использования нечетной функции. В случае четной применяются дополнительные меры. Алгоритм создания создания материнской анализирующей функции следующий:

1. Рассчитываются значения для вейвлет функции по формулам (1.11) и (1.12) или для рациональной функции по формулам (2.26) и (2.27). Если выбраны функции с частотой  $f$ , то для каждого  $i$ -значения время  $t$  подставляется следующее:

$$t = i / (N_{pt} \cdot f) - N_{per} / (2 \cdot f), \quad (3.6)$$

где  $N_{per}$  - количество периодов анализирующей функции;

$N_{pt}$  - количество значений на период. Амплитуда сигнала  $A_{mp}$  выбирается равной  $10^6$ . После расчета производится округление значений до целого в ближайшую сторону.

2. Рассчитывается сумма значений для реальной и для мнимой части. Для нечетной функции расчет производится для проверки. В случае четной в общем случае сумма значений будет отличаться от нуля. При отличии суммы от нуля более чем на 1000 производится корректировка коэффициентов. В случае использования вейвлет функции изменяется коэффициент затухания  $sm$  методом исключения интервалов. В случае использования рациональной функции находятся коэффициенты числителя по алгоритму изображенному на рисунке 3.3.
3. Точное соответствие суммы значений анализирующей функции нулю обеспечивается корректировкой округления. Для этого перед округлением к значению прибавляется число в пределах от -0.2 до 0.2.

Программная процедура для цифровой обработки должна вычислить узловое значение время-частотного распределения в виде реальной и мнимой части свертки, обеспечивая выполнение формул (1.7) и (1.8). Значение анализирующей функции берутся из вектора значений от 1-ого до последнего. Данной процедуре передается период узловой функции время-частотного распределения. Отношение данного периода к количеству точек  $N_{pt}$  на период даст значение шага, с которым будет рассчитываться значения электростатического сигнала для перемножения с анализирующей функцией.

Также в процедуру передается смещение сигнала от анализирующей функции. Для расчета стартового времени из данного смещения вычитается половина периодов  $N_{pt} \cdot N_{per}/2$ . В режимах имитации в данным значениям может прибавляться случайное отклонение в пределах от  $-N_{per}/2$  до  $N_{per}/2$ . Данное отклонение одинаково в пределах одного периода, но различается для разных периодов время-частотного распределения.

Визуализация время-частотной характеристики, как правило, выполняется методом сканирования, в результате которого получают амплитудно-частотное распределение одного сигнала с фиксированным или адаптивным шагом по частоте и времени. Визуализация распределения происходит либо построением 3-х мерного графика или цветовым распределением. В разработанном комплексе программ визуализация может быть осуществлена при помощи цветовой диаграммы.

Однако данный способ визуализации позволяет произвести первоначальную оценку качества амплитудного распределения, но не дать какие либо точные оценки применимости того или иного алгоритма анализа время-частотного распределения. Поэтому основным способом визуализации в разработанном комплексе программ является определение изолиний и линий тока. Критическим для анализа амплитудной характеристики является положение пика, координаты которого с точностью до постоянного множителя совпадают с признаками электростатического сигнала в идеальном случае. Линии тока или линии наискорейшего спуска показывают применимость методов интерполяции и поиска гребней для локализации пика. Изолинии визуализируют общую картину амплитудного распределения.

Построение изограммы происходит по следующему алгоритму:

1. Находится координата вершины или одной из двух вершин время-частотного распределения. Осуществляется это классическим методом градиентного поиска.
2. Определяются изолинии диаграммы. Известно, что изолинии представляют из себя замкнутые кривые. Уровень задается в процентах от амплитуды в вершине на форме приложения. Изолинии строятся в радиальной системе координат с центром в вершине. На каждом из лучей, исходящих из центра под определенным углом от 0 до 360 градусов, находится точка, в которой амплитуда входит в доверительный интервал искомого уровня методом исключения отрезков. Для этого ищется ра-

диус точки изолинии для каждого угла. Количество лучей задается на форме.

3. Определяются линии тока диаграммы. Фактически линия тока представляет собой путь градиентного спуска с вершины в одном из направлений.

Вид изограмм представлен на рисунке 3.9.

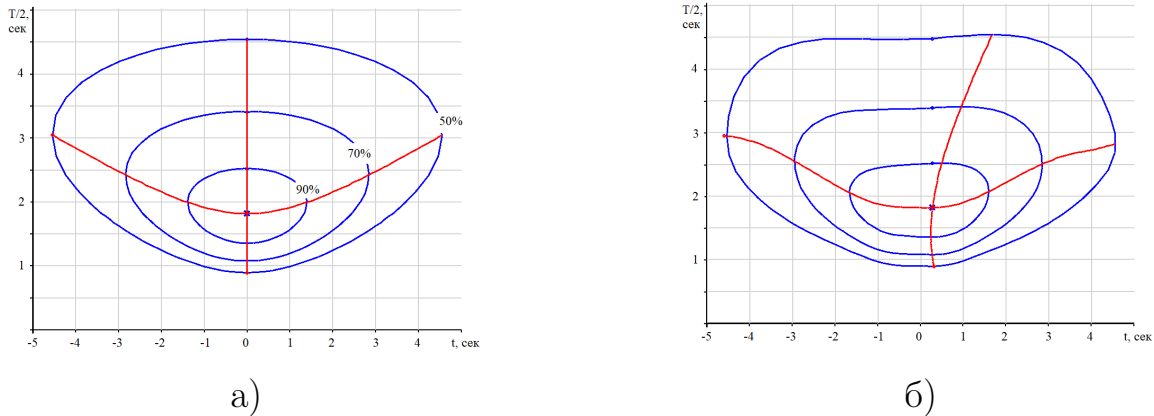


Рисунок 3.9 — Амплитудно-частотная диаграмма после вейвлет преобразования в координатах время  $t$  и полупериод  $T/2$  а) без помех б) Соотношение сигнал/шум равно 2

Выбор координат для изограмм, изображенных на рисунке 3.9, производится в соответствии с признаками электростатического сигнала. Для обоих случаев признак электростатического сигнала  $tr = 0$  и он соответствует времени пика  $t$ , а признак частоты  $ht = 1$  соответствует полупериоду пика  $T/2$  с точностью до постоянного множителя.

Фазо-частотная характеристика в данной работе выполняется в виде линий предсказания положения сигнала во времени. Предсказание осуществляется при помощи уравнения (2.22), позволяющем предположить значение  $tr$  электростатического сигнала на основе фазы и выбранного полупериода  $T/2$  анализирующей функции. В режиме построения данной диаграммы предсказание осуществляется на основе фазы, полученной на расстоянии от реального центра электростатического сигнала, заданном в долях  $dol$  от полупериода  $T/2$ . Т.е. при построении фазо-частотной диаграммы получают значение фазы в нескольких выбранных полупериодах  $T/2$  в момент времени  $t = dol \cdot T/2$ . На основе полученных значениях фазы рассчитывают точки линии предсказания признака времени электростатического сигнала  $tr$ . Данное предсказание



предположительно будет верно при  $T/2 = ht$ . Итогом являются функция зависимости предполагаемого временного признака сигнала  $tr$  от полупериода анализирующей функции. График трех таких функций для разной доли  $dol$  представлен на рисунке 3.10.

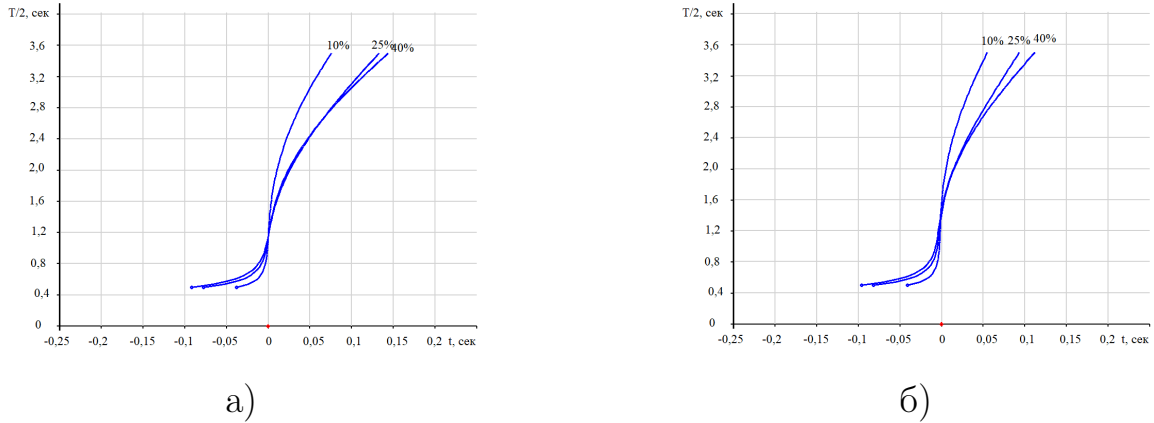


Рисунок 3.10 — Фазо-частотная диаграмма после преобразования при помощи рациональной функции в координатах время  $t$  и полупериод  $T/2$  а) без помех б) Соотношение сигнал/шум равно 2

Выбор координат для графиков, изображенных на рисунке 3.10, производится в соответствии с признаками электростатического сигнала. Признак электростатического сигнала  $tr = 0$  и признак частоты  $ht = 1$  соответствует координатам пересечения данных графиков.

Рассмотренные режимы использовались в исследовании для понимания алгоритма время-частотного анализа. Непосредственно алгоритм проверяется в режиме работы с одним датчиком, при котором параметры пролета БПЛА выставлены таким образом, чтобы достичь конкретных значений признаков сигнала, а на время пересечения границы накладывается случайное изменение в пределах полупериода.

Следует различать амплитудно-частотную характеристику, полученную при вейвлет-преобразовании, и при преобразовании рациональной функции. Пример, изображенный на рисунке 3.9, соответствует вейвлет преобразованию сигнала электростатического зонда, но и в случае сигнала электростатического флюксметра ситуация качественно не меняется.

### 3.2.2 Обработка время-частотного распределения

АЧХ определяет признаки электростатического сигнала на основе положения глобального максимума данной характеристики. Данный шаг имеет смысл при использовании вейвлет преобразования, так как оно дает четкий пик, в то время как АЧХ характеристика сигнала рациональной функции представляет собой плато, чей центр более трудно определим. О наличии электростатического сигнала можно судить по превышению амплитуды над некоторым пороговым уровнем. Существуют несколько способов определения максимума на амплитудно-частотной диаграмме. В настоящем исследовании вейвлет анализ рассматривается как базовый метод и считается, что положение максимума находится без ошибки дискретизации АЧХ характеристики.

Признак времени и частоты находятся как:

$$tp = \tau_{max}; ht = Ct \cdot T_{max}/2,$$

где  $Ct$  — постоянный коэффициент, зависящий от длины (коэффициента затухания) вейвлет функции.

Значение постоянного коэффициента  $Ct$  определяется через имитационный эксперимент. Например, при коэффициенте затухания вейвлет функции  $cm = 6.4$  для сигнала электростатического зонда  $Ct = 0.775$ , а в случае сигнала электростатического флюксметра  $Ct = 0.433$ .

ФЧХ используется в случае преобразования при помощи рациональной функции [64]. О наличии электростатического сигнала можно судить так же по превышению амплитудой некоторого порогового уровня. Сигнал локализуется в области, в которой фаза сигнала меняет знак. При движении вдоль фиксированного периода ФЧХ узловые точки, примыкающие к зоне изменения знака фазы, используются для расчета центра электростатического сигнала по уравнению (2.22). Период, который соответствует совпадению данных рассчитанных значений  $tp$ , является соответствующим частотному признаку сигнала.

Алгоритм нахождения признаков электростатического сигнала основан на узловой функции фазы  $Ph$  в виде двумерной матрицы. Вычисление фазы осуществляется на основе уравнения (1.10) на основе многократных сверток анализирующей функции с электростатическим сигналом. Свертки осуществляются на разных периодах (удвоенный признак частоты сигнала  $ht$ ), в том

числе и на базовом значении в  $T = 4$  сек. для синтезированной материнской анализирующей функции. Анализирующий сигнал других периодов получают путем сжатия/растяжения при помощи изменения частоты выборки электростатического сигнала. Уравнения расчета реальной и мнимой части свертки с учетом сжатия/растяжения представлены в 1-ой главе (1.7) и (1.8).

В пределах одного периода  $T$  свертка осуществляется с некоторым шагом по времени. Шаг по времени следует выбрать такой, чтобы фаза электростатического сигнала считалась верно в пределах как минимум двух узловых значений в данном периоде. При этом оба этих узловых значения должны отстоять от центра электростатического сигнала на расстояние более, чем  $\pm 5\%$  от периода  $T$  для необходимой точности. В ином случае вместо близкого к центру сигнала) узла (с малым значением  $\text{Ph}$  следует взять соседний элемент фазы в строке.

Оценку шага можно осуществить на основе таблицы 4. Для обеих анализирующих функций интервал соответствия составляет  $\pm 22.5\%$  от периода свертки, но следует различать период свертки и период анализирующей функции. Период свертки больше в  $\text{ch}^{-1}$  раз. Это означает, что период соответствия для электростатического флюксметр составляет  $\pm 45\% \cdot T$ , а для электростатического зонда  $\pm 30\% \cdot T$ . Шаг по периоду можно выбрать в  $\pm 45\% \cdot T$  и  $\pm 25\% \cdot T$  соответственно.

Для программной реализации алгоритма поиска признаков электростатического сигнала требуется кроме матрицы  $\text{Ph}$  еще и соответствующий вектор значений периодов  $T$ , который содержит для каждой строки значение периода. Также требуется двумерный массив времени  $t$ , содержащий для каждого значения фазы  $\text{Ph}$  положение центра окна свертки. Для времени требуется двумерный массив, так как шаг по времени привязан к периоду и различен для каждой строки. Дальнейший алгоритм обработки данных матриц представлен на рис. 3.11.

По алгоритму на рис. 3.11 осуществляется расчет значений центров электростатических сигналов  $\text{traf}$  и  $\text{tprof}$  на основе значения фазы, стоящей по времени после и до центра электростатического сигнала соответственно. Данные точки определяются по смене знака фазы, пограничные значения фазы  $\text{Ph}$  и времени  $t$  заносятся в массивы  $\text{tprof}$ ,  $\text{traf}$ ,  $\text{Phof}$  и  $\text{Phaf}$ . Если модуль фазы составляет менее  $0.1 \cdot \pi$ , то берется соседняя узловая точка фазы согласно алгоритму. На основе данных векторов рассчитываются точки линии предсказания

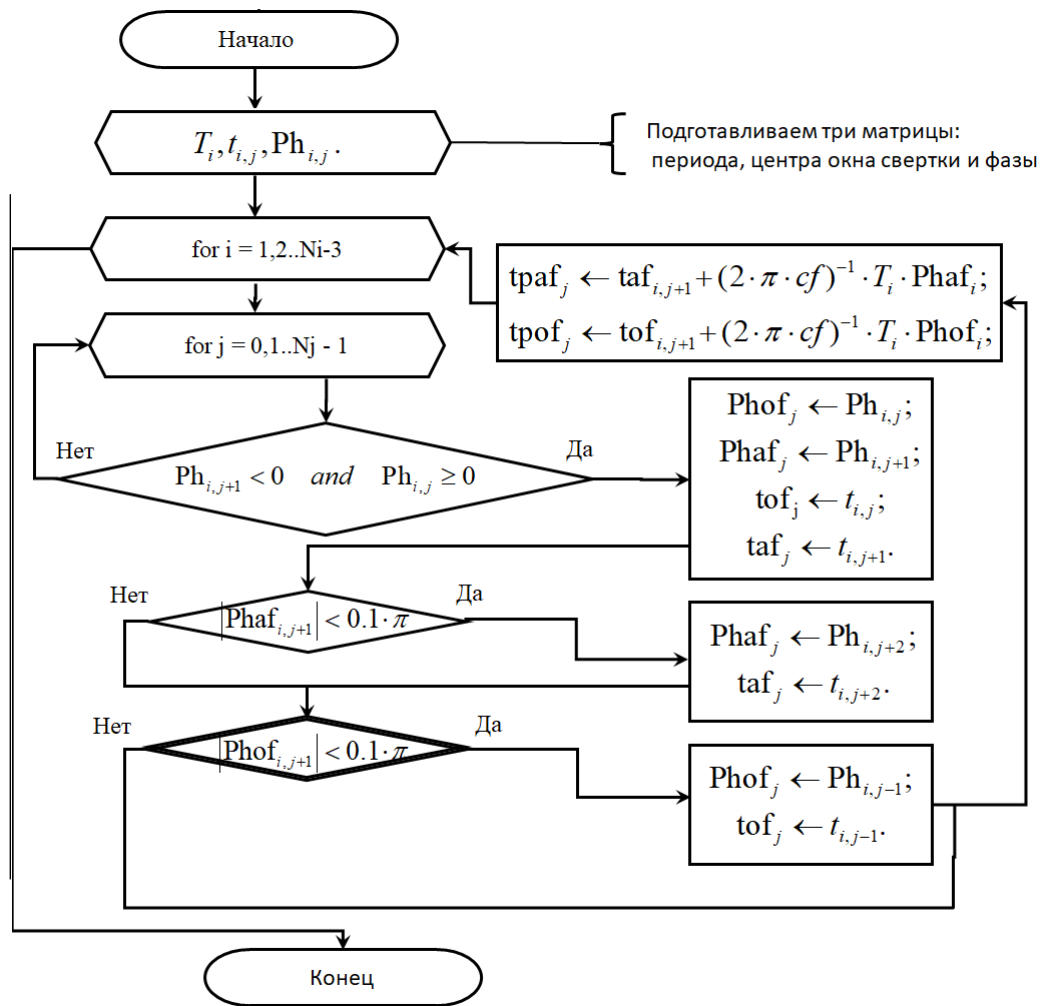


Рисунок 3.11 — Анализирующая функция для электростатического флюксметра. I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала; III — Мнимая часть анализирующего сигнала

фазы  $tpaf$  и  $tpof$ . Так как положение узловых точек относительно центра сигнала является случайным, то линии предсказания фазы оказываются несколько иными, чем в случае когда линии предсказаны на одинаковом фазовом расстоянии.

### 3.3 Определение калибровочной характеристики электростатического флюксметра

#### 3.3.1 Программа для численного анализа схемы

Графический интерфейс программы для подбора параметров электростатического флюксметра представлена на рис. 3.12

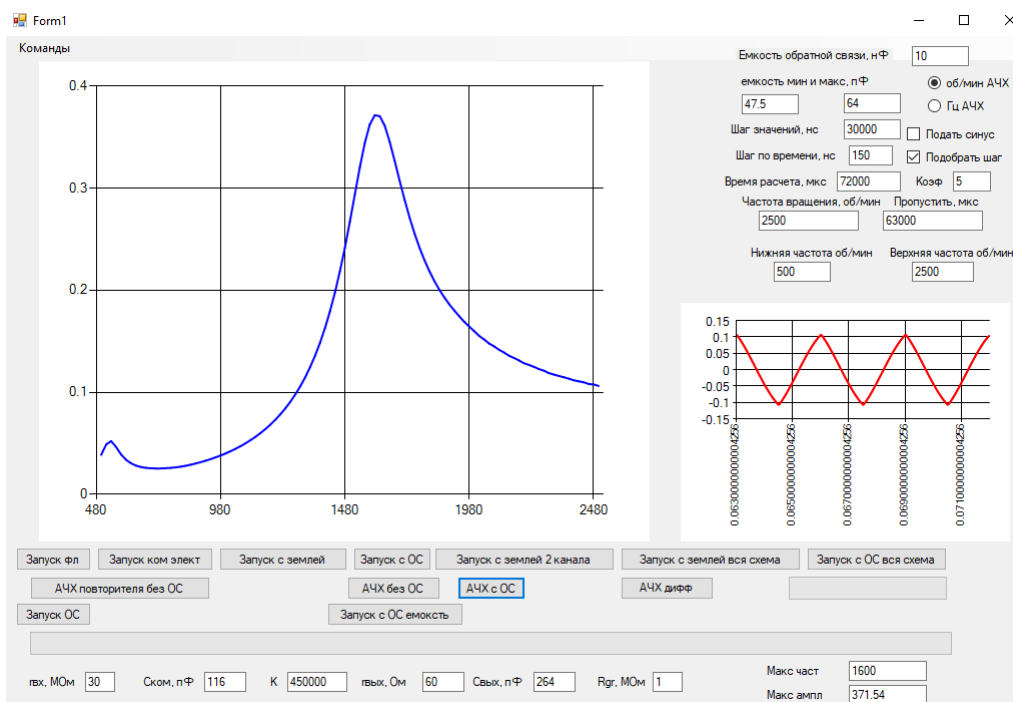


Рисунок 3.12 — Интерфейс программы для подбора номиналов элементов электростатического флюксметра

Указанная программа моделирует процесс измерения внешнего поля электростатическим флюксметром ротационного типа. Для описания процессов используются решение на основе законов Кирхгофа по консервативной схеме.

Интерфейс программы позволяет задать параметры схемы измерения, шаг по времени, а также параметры для вывода на экран. На экран выводятся значения выходного сигнала с указанным "шагом значений" по времени. Указывается время расчета и с какого момента времени следует выводить функцию на экран. Последнее необходимо при наличии длительного переходного процесса, который наблюдается при использовании обратной связи. Обозначение

начального момента вывода функции на экран позволяет представить уже установившееся значение функции.

При активации режима "подобрать шаг" установка шага по времени и начального момента происходит программно. Шаг по времени будет составлять 0,1% от периода сигнала, а начальное время отображения будет соответствовать началу установившегося процесса. Данное время определяется условием, при котором размах сигнала будет отличаться от предыдущего меньше, чем на 1%.

Активация режима "подать синус" означает, что измерительный электрод заменяется на источник синусоидального напряжения.

Верхний ряд кнопок: "запуск фл "Запуск комп электр." и т.д. активируют одиночный запуск, который предназначен для проверки формы сигнала.

Нижний ряд кнопок: "АЧХ повторителя без ОС "АЧХ без ОС "АЧХ с ОС" активирует серию запусков для выбранной схемы, отличающихся друг от друга частотой вращения экранирующего электрода. Берется 100 частот между нижней и верхней частотой вращения, указанных на форме. Результатом запуска является построения АЧХ, на которой программно находится частота оборотов, при которой наблюдается максимальная чувствительность схемы, соответствующая максимуму амплитуды. Запуск серии рекомендуется проводить с активированным режимом "Подобрать шаг" для оптимизации и сокращения времени исполнения программы.

### 3.3.2 Схема эксперимента

Схема эксперимента по определению чувствительности измерений и дрейфа нуля представлена на рис. 3.13 [66].

Эксперимент проводился с использованием персонального компьютера (ПК), который по интерфейсу RS-232 получает и отдает команды электростатическому флюксометру и плате управления. Медная пластина является источником электростатического поля, полярность которого изменяется при помощи реле. Компьютер последовательно устанавливает различные скорости вращения крыльчатки, тем самым создавая электрический сигнал различной частоты. На каждой частоте ПК получает два значения амплитуды измери-

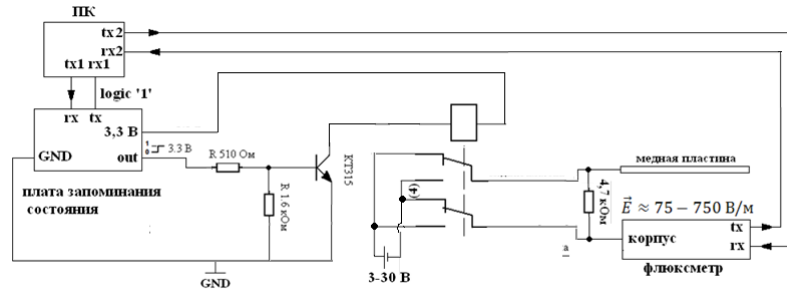


Рисунок 3.13 — Схема эксперимента по получению калибровочной характеристики

тельного сигнала при разной полярности поля. Если фаза сигнала меняется на  $\pi/2$ , то амплитуда данного сигнала считается отрицательной.

Чувствительность  $S$  рассчитывается по формуле:

$$S = l \cdot \frac{A_p - A_n}{2 \cdot \Delta\varphi}, \quad (3.7)$$

где  $A_p$  и  $A_n$  — амплитуды сигнала при положительной и отрицательной полярности поля;

$l$  — расстояние между измерительным электродом и источником поля;

$\Delta\varphi$  — разница потенциалов между измерительным электродом и источником поля.

Фактически чувствительность является величиной углового коэффициента  $k_s$  из характеристики (1.5). Дрейф нуля прибора, т.е. величина паразитного поля определяется по следующей формуле:

$$E_{dr} = S^{-1} \cdot \frac{A_p + A_n}{2}. \quad (3.8)$$

После получения калибровочных коэффициентов можно рассчитывать напряженность поля по формуле:

$$E_{ism} = S^{-1} \cdot A_{ism} + E_{dr}, \quad (3.9)$$

где  $A_{ism}$  — амплитуда сигнала.

Следует обратить внимание, что  $E_{dr}$  сильно меняется (в пределах 100 В/м) в процессе времени. Поэтому без использования специальных механизмов получение абсолютных значений напряженности будет происходить с большой ошибкой. Однако предложенный алгоритм электростатической локации требует

только точности относительной напряженности. Так как дрейф нуля не проявляет себя на временных интервалах более 10 минут, то используемый алгоритм будет являться индифферентным к нему.

### Выводы к главе 3

Алгоритм синтеза анализирующей функции выгодно осуществить на основе модифицированного МНК, в котором часть уравнений заменена на уравнения обеспечения нулевой суммы значений функции и её убывания на границе. Эффективность МНК обеспечена независимостью частных производных свертки от переменной, по которой эта свертка производилась. Это подтверждает удачность выбора анализирующей функции в виде рациональной функции.

Синтез функции с использованием метода градиентного поиска может дать удовлетворительные результаты. Однако он требует эмпирического алгоритма поиска для достижения данного результата. При этом приближенность данного результата к целевому оказывается ниже, чем при использовании МНК. Однако его применение дает более управляемое решение. Если изначально выбранная функция неверна или сделана ошибка в алгоритме, данный метод позволяет локализовать ошибку. Так же он дает представление о наличии приемлемого решения. В то время как МНК при ошибочности начальной функции или алгоритма даст формально верный результат, однако полученная функция не будет обладать подобием и время-частотное представление сигнала едва ли позволит получить верные признаки преобразованного электростатического сигнала.

Разработанный комплекс программ позволяет анализировать время-частотные представления электростатического сигнала, получаемые при различных параметрах пролета одиночного БПЛА над равниной при различных уровнях белого шума. Напряженность электростатического поля рассчитывается как квазистатический случай, т.е. в каждый момент времени напряженность находится как решение электростатической задачи. Одиночный БПЛА представляется постоянным точечным электрическим зарядом, действие зарядов, индуцируемых на ПП, рассматривается как действие то-



чечного изображения данного заряда от поверхности, т.е. в соответствии с методом изображений.

Для анализа время-частотных представлений предложено несколько способов визуализации: в виде амплитудной цветовой диаграммы, в виде изограммы амплитудного распределения, в виде линий предсказания положения центра сигнала на основе фазового распределения.

Для фазового распределения предложен алгоритм поиска признаков электростатического сигнала. Следует отметить, что данный алгоритм основан на поиске пересечения двух графиков в двухмерной системе координат вместо анализа трехмерного распределения. Это положительно сказывается на точности и сложности алгоритма.

Для выбора значений резисторов и конденсаторов была создана удобная программа, которая позволяет строить АЧХ характеристику прибора в зависимости от параметров электрической схемы измерения и характеристик измерительного тракта.

## Глава 4. Экспериментальная часть

Численное моделирование осуществлялось в комплексе программ, который был описан в третьей главе.

### 4.1 Дрейф нуля и чувствительность электростатического флюксметра

Для анализа чувствительности электростатического флюксметра был поставлен численный и лабораторный эксперимент. В лабораторном эксперименте анализировалось влияние сопротивления на землю  $R_{gr}$ , емкости обратной связи  $C_{fb}$  и расстояния между измерительным и экранирующим электродом  $s$  на чувствительность измерений и дрейф нуля. Т.е. изучалось, как меняется калибровочная характеристика (1.5) при изменении параметров схемы измерения. Схема измерения была представлена на рис. 3.13, а фото экспериментальной установки представлено на рис. 4.1. Часть проверенных в лабораторном эксперименте комбинаций [66] характеристик измерительного тракта отображена в таблице 5.



Рисунок 4.1 — Фото эксперимента по получению калибровочной характеристики

Для различных комбинаций измерительной части электростатического флюксметра были получены амплитудно-частотные характеристики. В табли-

Результаты натурального эксперимента по изучению дрейфа нуля

$r_{in}$ , МОм	$r_{out}$ , Ом	$K$	$C_{com}$ , пФ	$R_{gr}$ , кОм	$C_{fb}$ , нФ	$s_{el}$ , мм	$C_{ism}$ , пФ	$S_0$ , мВ/(В/м)	$\nu_0$ , Гц	$E_{sm}$ , В/м
30	60	$4,5 \cdot 10^5$	264	1000	5,6	0,8	69,0-91,0	0,087	250	810
						1,3	62,7-73,1	0,071	255	590
						1,8	59,8-67,1	0,053	263	350
				200	95	0,8	69,0-91,0	0,185	331	700
						1,3	62,7-73,1	0,188	348	410
						1,8	59,8-67,1	0,340	305	300
				125	95	0,8	69,0-91,0	0,122	527	700
						1,3	62,7-73,1	0,125	553	400
				1000	без ПОС	0,8	69,0-91,0	0,0044	350	870
1,3	62,7-73,1	0,0036	450			620				
1,8	59,8-67,1	0,0026	500			350				

це 5 приведено положение максимума АЧХ: максимальная чувствительность  $S_0$  и соответствующая ей частота сигнала  $\nu_0$ . Также было выведено смещение нуля прибора  $E_{sm}$ . Смещение нуля зависит от расстояния между электродами и от времени из-за дрейфа нуля. Отдаление электродов друг от друга логично способствует снижению дрейфа нуля так как источник паразитного поля в виде экранирующего электрода удаляется от измерительного электрода. Это способствует уменьшению чувствительности вследствие краевых эффектов, которые приводят к менее полному экспонированию измерительных электродов в электростатическом поле и уменьшения глубины модуляции емкости. Однако как видно из таблицы 5, для  $R_{gr} = 200$  кОм и  $C_{fb} = 95$  нФ наблюдается обратная закономерность. Для более точного определения причин данного явления использовалось численное моделирование.

В численном эксперименте изменение расстояния между электродами описывалось как изменение модуляции емкости измерительного электрода относительно земли. Значения для прототипа были измерены при помощи контрольно-измерительного прибора Тангенс-2М и измеренные значения занесены в таблицу 5. Очевидно, что чем меньше расстояние между электродами  $s_{el}$ , тем больше средняя емкость  $\overline{C_{ism}}$  и величина её модуляции  $\frac{C_{ism}^{max} - C_{ism}^{min}}{C_{ism}^{max} + C_{ism}^{min}}$ .

Результаты численного эксперимента в плане формы и положение экстремума АЧХ качественно и количественно (в пределах 2-4%) сходятся с лабораторным экспериментом в широком диапазоне значений параметров, за исключением интересующей области резкого увеличения чувствительности. Расхождения по чувствительности однозначно происходят из-за действия краевого эффекта, который влияет на закон изменения экспонируемой площади. Это происходит из-за затекания электростатического поля под экранирующий электрод и уменьшения напряженности поля вследствие падения напряженности поля вследствие расширения потока электростатического поля. Данный эффект представлен на рис. 4.2.

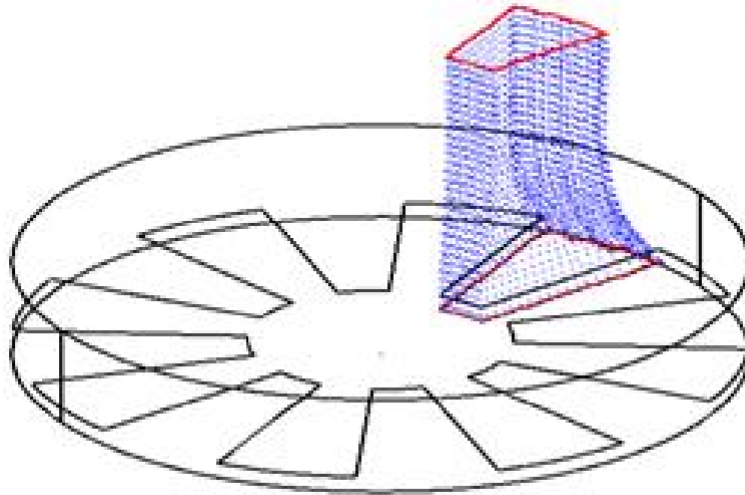


Рисунок 4.2 — Трубка тока электростатического поля на измерительный электрод

В численном эксперименте было определено, что на АЧХ влияет сопротивление  $R_{gr}$ , емкость обратной связи  $C_{fb}$  и среднее степенное значение емкости измерительного электрода  $C_{ismav}$  по степени 0.5.

Максимум частот из численного эксперимента определяется следующим выражением:

$$\nu_{extr} = (R_{gr} \cdot C_{fb} \cdot C_{ismav}^{0.5} \cdot L)^{-1}, \quad (4.1)$$

где  $L = 6.26 \cdot 10^{-6}$  — постоянный коэффициент;

$C_{ismav} = ((C_{ismmin}^{0.5} + C_{ismmax}^{0.5})/2)^2$  — среднестепенное значение измерительной емкости.

Уравнение (4.1) верно для численного эксперимента с достоверностью аппроксимации более 0.99 (рис. 4.3) и для лабораторного эксперимента с точностью 4% в определенном диапазоне параметров.

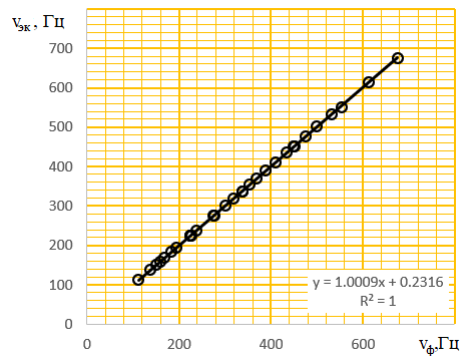


Рисунок 4.3 — График соответствия частоты экстремума полученной в численном эксперименте от частоты, рассчитанной по формуле (4.1)

Относительная ошибка значений, полученных по уравнению (4.1), по сравнению со значениями из натурального эксперимента, начинает превышать 1%, если коэффициент модуляции емкости измерительного электрода  $C_{ism}$  превышает 50%. При высокой степени модуляции нарушается синусоидальность измерительных сигналов, как показано на рисунке 4.4

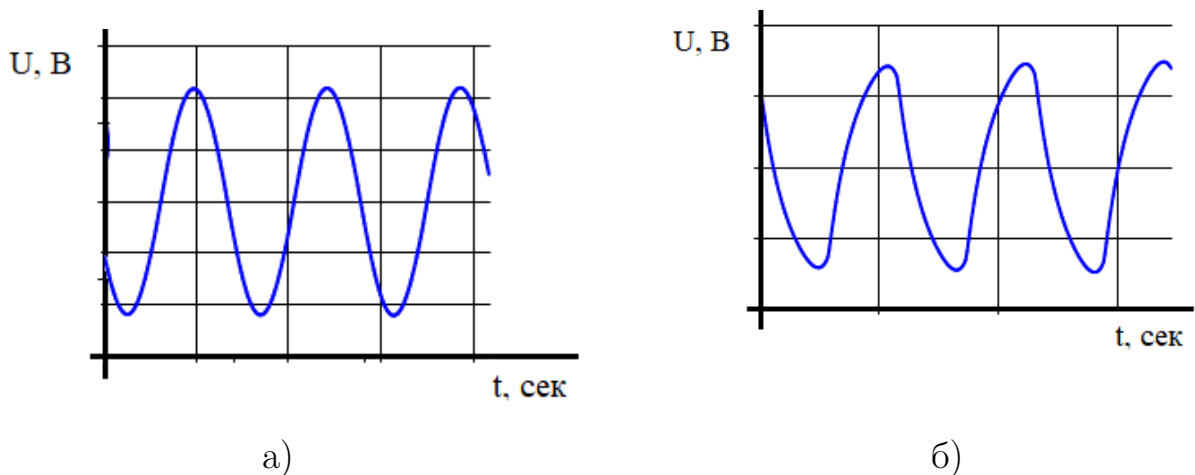


Рисунок 4.4 — Измерительный сигнал, полученный в численном эксперименте при коэффициенте модуляции емкости измерительного электрода а) при 15% б) при 60%

Однако в прототипе автора диссертации такие степени модуляции не встречались. В натурном эксперименте была найдена интересная зона резкого увеличения чувствительности при отдалении электродов. АЧХ натурального и численного эксперимента при различных расстояниях между измерительным и экранирующим электродом показан на рис. 4.5

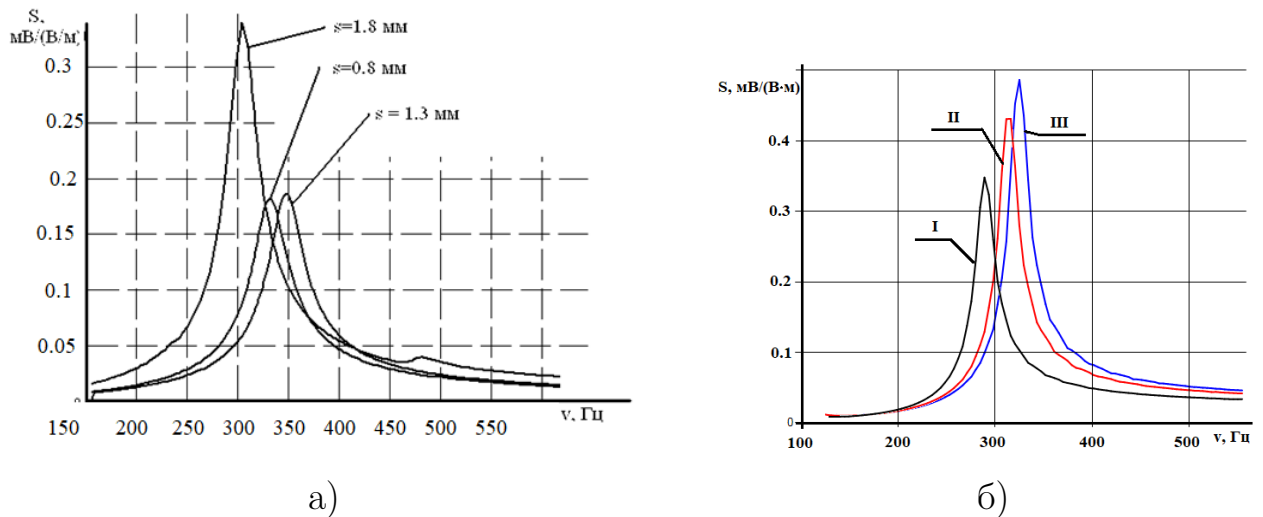


Рисунок 4.5 — Амплитудно-частотная характеристика измерительной части электростатического флюксметра с  $C_{\text{fb}} = 95$  нФ,  $R_{\text{gr}} = 200$  кОм при различных расстояниях между электродами а) на основе лабораторного эксперимента б) На основе численного эксперимента

На рис. 4.5а наблюдается резкое увеличение чувствительности при отдалении электродов, что на первый взгляд является интересным результатом. Ведь отдаление экранирующего электрода естественным образом уменьшает дрейф нуля, так как данный электрод и является источником паразитного поля. Это также отмечено в таблице 5. Обычно для увеличения чувствительности требуется приблизить экранирующий электрод, т.е. увеличить дрейф нуля. Полученный эффект, который повторялся для выбранных показателей, говорит об обратном явлении.

Данное явление не наблюдалось в численном эксперименте. Т.е. не наблюдалось ни резкого увеличения чувствительности, ни смещения максимума в сторону более низких частот при увеличении расстояния между электродами. Чувствительность в численном эксперименте увеличивалась слабо. Это увеличение полностью подавляется краевым эффектом, не учитываемым в численном эксперименте. В то время как в натурном эксперименте увеличение чувствительности было более сильным, чем её снижение из-за уменьшения амплитуды колебания экспонируемой площади.

Данное явление, похоже, следует отнести к нежелательному. Увеличение чувствительности приводит к увеличению угла наклона АЧХ, что увеличивает требования к стабильности вращения двигателя. И остается неясным влияние параметров схемы на АЧХ.

В качестве рекомендации было предложено использовать отношение  $C_{fb}/C_{ismav} > 50$  и  $R_{gr} \cdot C_{ismav} > 50$ , когда численный и натурный эксперимент согласуются друг с другом.

В данном случае наблюдается более пологая АЧХ характеристика, пример которой представлен на рис. 4.6

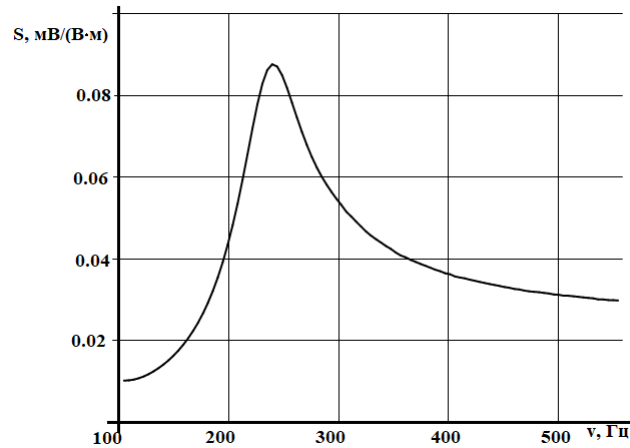


Рисунок 4.6 — Амплитудно-частотная характеристика численного эксперимента измерительной части электростатического флюксметра с  $C_{fb} = 5.6$  нФ,  $R_{gr} = 1$  МОм

Так как алгоритм обнаружения БПЛА индифферентен к долгосрочному дрейфу нуля, то его можно не подавлять. Указанные результаты были представлены в патенте на изобретение [42].

## 4.2 Электростатическая локация

### 4.2.1 Результаты численного моделирования

Для обработки численной модели было использована модифицированная вейвлет функция Морле, синтезированная по методике, которая была предложена в первой главе. В эксперименте параметры пролета БПЛА были такими, чтобы частотный признак  $ht = 1$  сек, а временной признак соответствовал 0. При этом центры окон свертки сигнала случайным образом смещены по времени относительно 0 в пределах  $\pm ht$ , а их шаг составляет 0.4.

При расчете свертки принималось, что максимальная разрядность сигнала составляет 12 бит в виде целого числа, а разрядность коэффициентов анализирующей функции составляет 20 бит. Частота дискретизации для зонда определена как 1 кГц и ограничена соображением целесообразности затрат вычислительных мощностей.

Частота дискретизации сигнала электростатического флюксметра определена в 80 Гц. Ограничения частоты дискретизации носят механический характер и определяются скоростью вращения экранирующего электрода, количеством его лопастей и количеством периодов первичного измерительного сигнала, на основе которых рассчитывается амплитуда. Измерительный сигнал изображен на рис. 4.4. Частота дискретизации 80 Гц соответствует скорости вращения 8-лопастного электрода 40 об/сек и использованию 4-ех периодов первичного сигнала для расчета амплитуды. Данная амплитуда используется в калибровочной характеристике (1.5) для расчета измеренной напряженности поля, которая и является электростатическим сигналом. Строго говоря, для цифровой обработки электростатического сигнала можно не рассчитывать напряженность поля, а брать амплитуду первичного сигнала, так как преобразование индифферентно к смещению нуля, а абсолютные значения результатов свертки необходимы только для понимания значимости полученного сигнала от конкретного зонда. Следует иметь ввиду, что для алгоритма электростатической локации необходимо выбрать сигнал трех зондов с наиболее сильными откликами на пролетающий БПЛА.

Сперва было изучено, как влияют границы окна интегрирования на амплитудно-частотное распределение. Если наблюдается идеальный электростатический сигнал без помех, то увеличение границ окна интегрирования уменьшает крутизну распределения амплитуды и увеличивает степень искривления гребня, как показано на рисунке 4.7.

В случае наличия помехи при соотношении сигнал/шум менее 10 начинается наблюдаться колебания на амплитудно-частотной характеристике. При этом положение экстремума подчиняется нормальному распределению по оси времени. Положение максимума по оси частоты остается неизменным. Изограммы АЧХ представлены на рис. 4.8, а их сечения при неизменном признаке частоты и времени представлены на рис. 4.9.

Для время-частотного распределения, полученного при помощи рациональной функции, был проведен анализ на основе фазо-частотной характери-



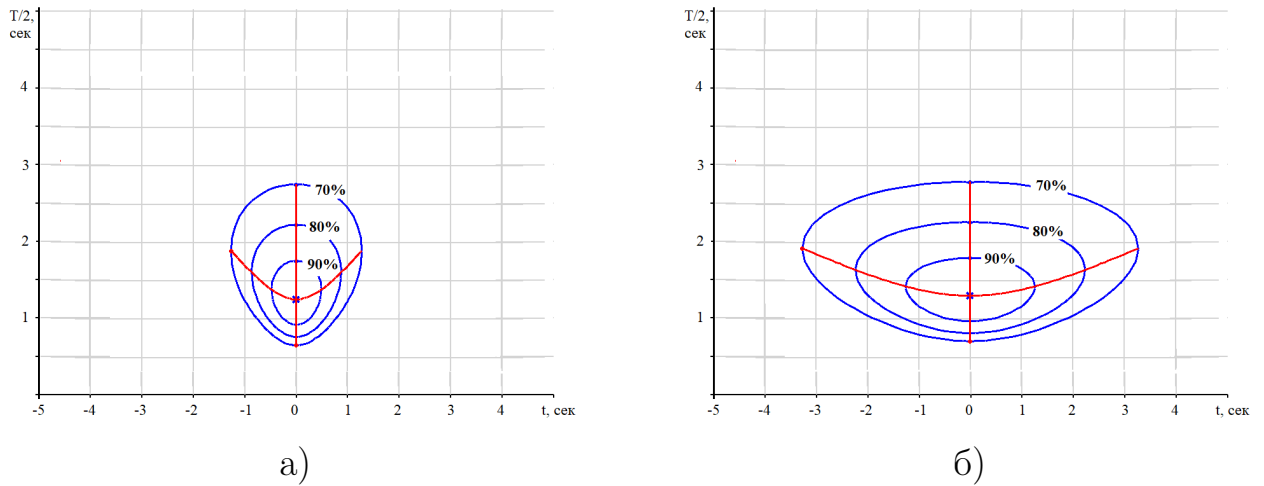


Рисунок 4.7 — Амплитудно-частотное распределение анализирующего сигнала в при различных размерах окон а) окно  $\pm 5,5 \cdot \pi$  б) окно  $\pm 15,5 \cdot \pi$

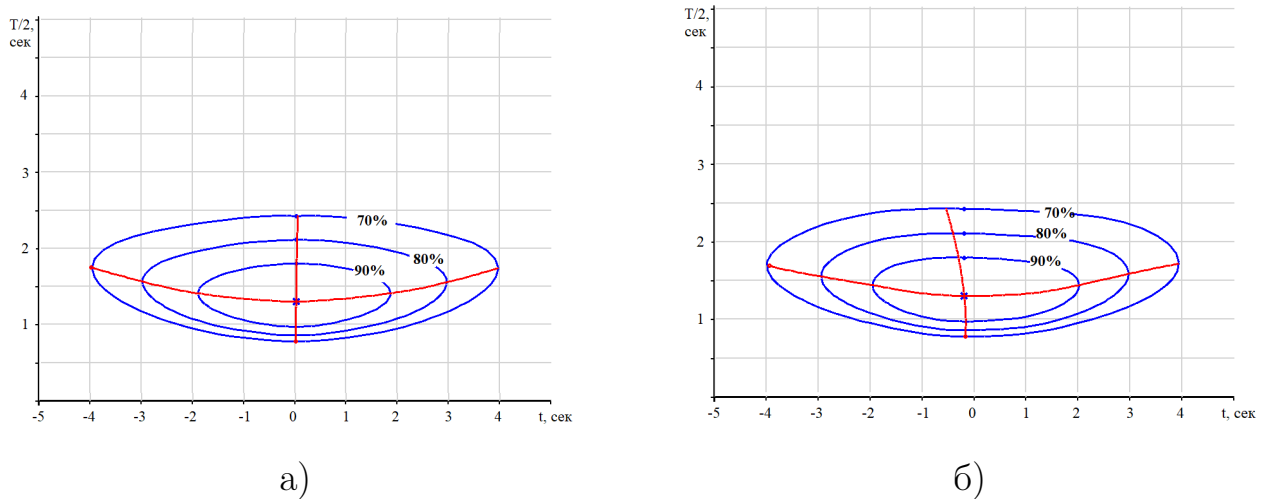
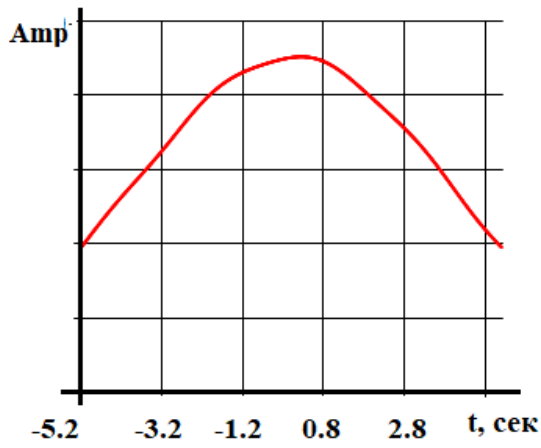


Рисунок 4.8 — Амплитудно-частотное распределение анализирующего сигнала при различном уровне помех а) сигнал/шум равен 10 б) сигнал/шум равен 8

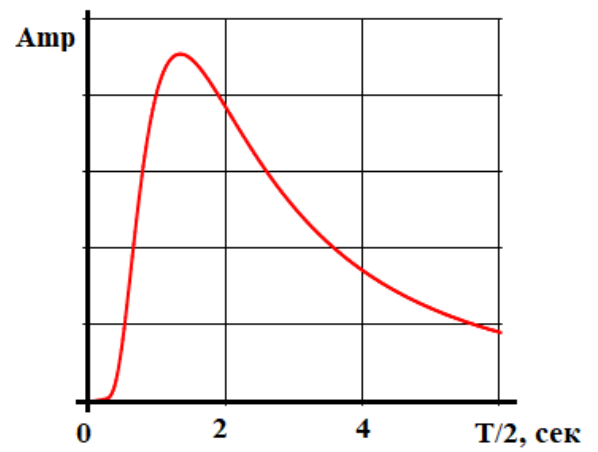
стики. Рисунки данной характеристики при разных соотношениях сигнал/шум представлены на рис. 4.10.

При соотношении сигнал/шум выше 2.5. линии предсказания позволяют точно предсказать временной признак сигнала, в то время как при более низких соотношениях точность предсказания начинает резко снижаться. При этом погрешность предсказания признака частоты растет выше, чем признака времени.

При совмещении результатов расчета погрешности определения координат от ошибки определения признаков электростатического сигнала с результатами расчета погрешности определения признаков электростатического сигнала была построена совмещенная таблица 6.

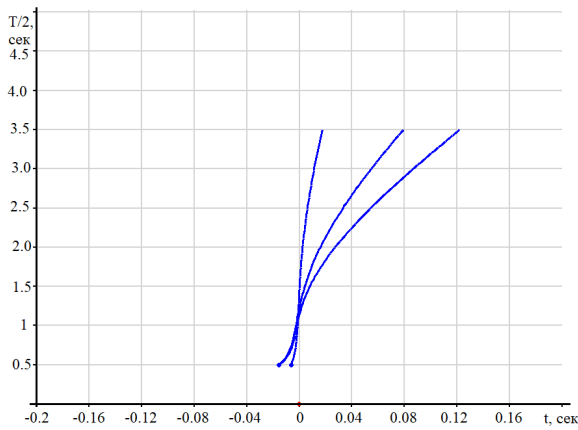


а)

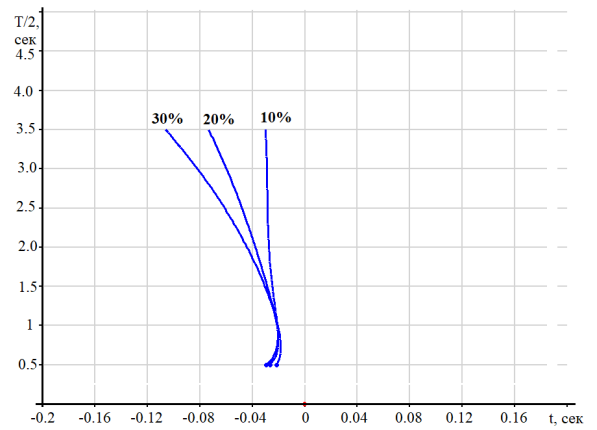


б)

Рисунок 4.9 — Срез амплитудно-частотного распределения анализирующего сигнала при уровне сигнал/шум 8 а) для  $T/2$  максимума б) для  $t$  максимума



а)



б)

Рисунок 4.10 — Линии предсказания положения центра сигнала, полученные на основании фаз отстоящих от центра на доли периода а) при соотношении сигнал/шум 2.5 б) при соотношении сигнал/шум 2

### 4.3 Натурный эксперимент

В рамках настоящего исследования был поставлен натурный эксперимент. В качестве БПЛА выступала учебная винтовая машина. В качестве измерительного прибора использовался игольчатый электростатический зонд, напряжение с которого поступало на вольтметр. Фотография эксперимента представлена на рис. 4.11.

Таблица 6 — Погрешность определения признаков электростатического сигнала

Анализирующая функция	сигнал/шум	$\varepsilon_{ht}, \%$	$\varepsilon_{tp}, \%$	$\Delta x, \text{ м}$	$\Delta y, \text{ м}$	$\Delta z, \text{ м}$
Вейвлет Морле	3	0	2%	1,5	2,6	0,1
Вейвлет Морле	2	0	4%	3	5,2	0,2
Рациональная функция	3	0,1	0,1	0,39	0,41	0,05
Рациональная функция	2	1,1	1	4,5	3,6	0,55



Рисунок 4.11 — Общий вид эксперимента

После получения замеров, была проведено время-частотное преобразование сигнала. Электростатический сигнал электростатического зонда и его графическое представление продемонстрировано на рис. 4.12.

В верхней части рисунка 4.12 изображен электростатический сигнал, который зафиксировал несколько пролетов БПЛА. В нижней части изображено амплитудно-частотное распределение сигнала в виде цветовой диаграммы в осях частоты и времени. Как видно из данного рисунка, о факте пролета БПЛА можно узнать по превышению амплитуды порогового значения в диапазоне

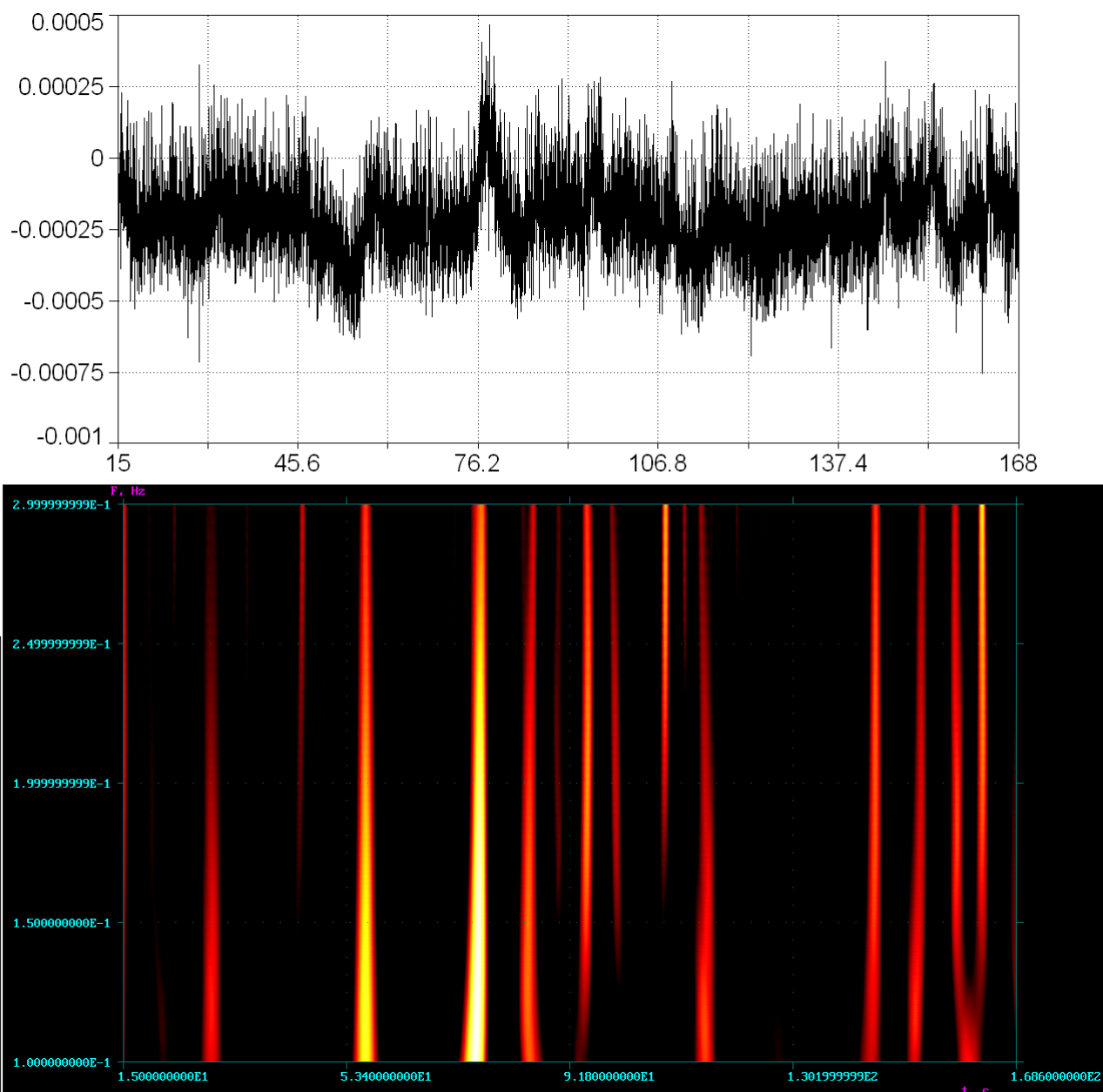


Рисунок 4.12 — Электростатический сигнал и его амплитудное распределение определенных частот. Данные частоты определяются параметрами пролета БПЛА в соответствии с уравнением (2.6).

## Выводы к главе 4

В рамках проведения экспериментов на прототипе электростатического флюксметра было подтверждено, что введение в схему схемы повторителя обратной связи благоприятно сказывается на форме измерительного сигнала, при

котором он становится синусоидальным. Определен диапазон параметров элементов измерительной цепи в зависимости от значения емкости измерительного электрода для обеспечения пологой амплитудно-частотной характеристики и согласования лабораторного и численного эксперимента. Определена зависимость необходимой частоты вращения экранирующего электрода в зависимости от параметров измерительного тракта.

Чувствительность электростатического флюксметра автора составила  $0,087 \text{ В} / (\text{В/м})$  при площади измерительных электродов  $0,13 \text{ дм}^2$ . С учетом идеального синусоидального сигнала удалось добиться погрешности измерений не более  $1 \text{ В/м}$  при диапазоне измерений  $\pm 1000 \text{ В/м}$ , что лучше, чем  $50 \text{ В/м}$  единственного чувствительного сертифицированного (срок сертификата истек) измерителя электростатического поля Поле 2М в данном диапазоне.

В рамках проведения численных экспериментов по цифровой обработке электростатического сигнала было подтверждено, что использование вейвлет функции может определить без выявленной погрешности частотный признак электростатического сигнала при соотношении сигнал/шум более 2. Однако помехоустойчивость определения временного признака электростатического сигнала выше при использовании рациональной функции. Видимая погрешность появляется при соотношении сигнал/шум менее 6 и увеличивается при увеличении уровня шума. Однако при равных соотношениях сигнал/шум погрешность определения временного признака сигнала у рациональной функции в разы меньше, чем у вейвлет функции Морле.

## Заключение

Основные результаты работы заключаются в следующем.

1. Анализ математической модели пролета БПЛА мимо датчика позволил определить уравнения для нахождения траектории на основе признаков сигналов датчиков информационно-измерительной системы электростатической локации.
2. Был разработан алгоритм синтеза рациональной анализирующей функции для цифровой обработки для помехоустойчивого извлечения признаков электростатического сигнала, который выполняется программным способом за приемлемое машинное время. Погрешность соответствия целевым свойствам составила менее 1% в пределах  $\pm\pi$
3. На основе численного моделирования были отработаны алгоритмы обработки время-частотного распределения электростатического сигнала, полученного при помощи синтезированной рациональной функции и общепринятой в электростатическом мониторинге модифицированной вейвлет функцией Морле.
4. Численное моделирование показало, что метод на основе рациональной функции более помехоустойчив при определении временного признака электростатического сигнала (погрешность ниже в несколько раз при соотношениях сигнал/шум от 2 до 6), в то время как метод на основе вейвлет функции дает более точное значение признака частоты в условиях помех.
5. Была определена область реагирования отдельного датчика и составлены рекомендации по определению максимального шага датчиков в периметре.
6. На основе численного и лабораторного эксперимента была обоснована запатентованная конструкция электростатического флюксметра ротационного типа. Было изучено влияние параметров измерительного тракта и схемы измерения электростатического флюксметра ротационного типа на чувствительность измерений и дрейфа нуля. Составлены рекомендации по выбору расстояний между экранирующим и измерительным электродом, выбором параметров элементов обратной связи и скорости вращения экранирующего электрода.

7. Чувствительность полученного прибора составила 0,087 В/м при площади измерительных электродов 0,13 дм<sup>2</sup>, погрешность не более 1 В/м (без учета дрейфа нуля) при диапазоне измеряемого поля  $\pm 1000$  В/м. Это сопоставимо с данными, приводимыми владимирскими и санкт-петербургскими исследователями, хотя единственный найденный сертифицированный измеритель обладает погрешностью 50 В/м (посчитано на основе указанной относительной погрешности).
8. Для выполнения поставленных задач был создан комплекс программ для численного моделирования работы информационно-измерительной системы электростатической локации. Кроме того, был разработан и создан прототип электростатического флюксметра ротационного типа.

В заключение автор выражает благодарность и большую признательность научному руководителю Потехину Д. С. за поддержку, помощь в проведении лабораторных экспериментов, обсуждение результатов и научное руководство. Также автор благодарит Красникова К.Е., Даниловича Е.С и авторов шаблона \*Russian-Phd-LaTeX-Dissertation-Template\* за помощь в оформлении диссертации. Кроме того за критический разбор текста диссертации и замечания автор выражает благодарность владимирскому ученому Ефимову В.А.. Автор также благодарит много разных людей и всех, кто сделал настоящую работу автора возможной.

## Словарь терминов и сокращений

**АЧХ** : амплитудно-частотная характеристика.

**ФЧХ** : фазо-частотная характеристика.

**ПП** : подстилающая поверхность.

**МНК** : метод наименьших квадратов.

**ОУ** : операционный усилитель.

**ИИС** : информационно-измерительная система.

средства **РРТР** : средства радио и радиотехнической разведки. Основаны на пассивном измерении радиоизлучения от летательного аппарата станциями контроля радиоизлучений.

средства **ОЭР** : средства оптико-электронной разведки. В работе рассматриваются средства пассивного наблюдения.

средства **РЛР** : средства радиоэлектронной разведки. Активный метод с использованием излучения радиосигнала и приема его отражения.

средства **АР** : средства акустической разведки. Основана на пассивной сети микрофонов и звукоуловителей на охраняемом периметре. . средства **ЭСР** : средства электростатической разведки. Основана на пассивной сети датчиков электростатического поля, располагаемых вдоль охраняемого периметра.

**Электростатический зонд** : измеритель электростатического поля представляющий из себя измерительный электрод в виде шара, пластины, иглы или других тел, соединенную с землей через большое сопротивление. Сигнал представляет собой ток индуцированного заряда через заземляющее сопротивление, возникающий при изменении электростатического поля вблизи измерительного электрода.

**Электростатический флюксметр** : измеритель электростатического поля, представляющий из себя измерительную пластину, соединенную с землей через сопротивление и модулятор, обеспечивающий периодическое экранирование измерительной пластины от измеряемого поля. Измерительный сигнал на заземляющем сопротивлении возникает из-за периодического изменения равновесного индуцированного заряда на измерительном электроде.

**Электростатический сигнал электростатического зонда** : измерительный сигнал электростатического зонда, прошедший процедуру фильтрации от помех.



**Электростатический сигнал электростатического флюксметра :**  
Зависимость амплитуды измерительного сигнала от времени. Подразумевается измерительный сигнал, прошедший через измерительную схему электростатического флюксметра, но без вычитания паразитного поля от измерительного электрода. Следует отличать электростатический сигнал от измерительного, формируемого в измерительной схеме. Электростатический сигнал есть изменение амплитуды от времени измерительного сигнала.

## Список литературы

1. *Теодорович Н.* Способы обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными аппаратами [текст] / Н. Теодорович, С. Строганова, П. Абрамов // Наукоедение. — 2017. — т. 9, № 1. — с. 1—7. — Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=173033>.
2. Метод перехвата малоразмерных и малозаметных летательных аппаратов [текст] / А. Сенцов [и др.] // Труды МАИ. — 2023. — № 129. — с. 1—30. — Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=173033>.
3. *Пат. на изобретение №2755603 Рос. федерация, МПК<sup>7</sup> G 06 T 7/60.* Система и способ обнаружения и противодействия беспилотным летательным аппаратам [текст] / В. Е. Туров [и др.] (Российская Федерация) ; заявитель АО "Лаборатория Касперского". — заявл. 30.09.2019 ; опубл. 17.09.2021, Бюл. № 10 (Рос. Федерация). — 28 с. : ил.
4. *Макаренко С.* Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения [текст] / С. Макаренко, А. Тимошенко, А. Васильченко // Системы управления, связи и безопасности. — 2020. — № 1. — с. 109—146. — Режим доступа: <http://sccs.intelgr.com/archive/2020-01/05-Makarenko.pdf>.
5. Особенности обнаружения и распознавания малых беспилотных летательных аппаратов [текст] / В. Карташов [и др.] // Радиотехника. — 2018. — № 195. — с. 235—243.
6. *Филин Е.* Методы обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов на основе анализа электромагнитного спектра [текст] / Е. Филин, Р. Кирчик // Информационные технологии и телекоммуникации. — 2018. — т. 6, № 2. — с. 87—193.
7. *Морозов А. М.* [текст] / А. Морозов, А. Назолин, Ф. И. // Оптические и спектральные методы в задачах обнаружения и распознавания подвижных летательных объектов. — 2020. — № 2. — с. 39—50.
8. *Черников А.* Алгоритм обнаружения и классификации объектов на неоднородном фоне для оптико-электронных систем [текст] / А. Черников // Труды МАИ. — 2023. — № 129. — с. 1—17. — Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=173039>.

9. *Zhenhua W.* A review of electrostatic monitoring technology: The state of the art and future research directions [текст] / W. Zhenhua, H. Junxing, A. Jason // Progress in Aerospace Sciences. — 2017. — Vol. 2, issue 1. — P. 1–11.
10. Electrostatic sensors – Their principles and applications [текст] / Y. Yong [et al.] // Measurement. — 2022. — No. 169. — P. 153–183.
11. A comparative study of induced and transferred charges for mass flow rate measurement of pneumatically conveyed particles [текст] / H. Yonghui [et al.] // Powder Technology. — 2019. — Vol. 356. — P. 715–725.
12. *Hassani S.* A Systematic Review of Optimization Algorithms for Structural Health Monitoring and Optimal Sensor Placement [текст] / S. Hassani, U. Dackermann // Sensors. — 2023. — P. 1–63.
13. Optimization of Electrostatic Sensors for Rotational Speed Measurement of a Metallic Rotor [текст] / L. Xuanda [et al.] // Transactions on Instrumentation and Measurement. — 2024. — Vol. 73. — P. 1–11.
14. Sensing characteristics of electrostatic inductive sensor for flow parameters measurement of pneumatically conveyed particles [текст] / X. Chuanlong [et al.] // Journal of Electrostatics. — 2007. — Vol. 65, issue 9. — P. 582–592.
15. *Spinelli E.* Insulating electrodes: a review on biopotential front ends for dielectric skin–electrode interfaces [текст] / E. Spinelli, E. Haberman // Physiological Measurement. — 2010. — Vol. 31, no. 10. — P. 183–198.
16. *Ластовецкий А. Е.* Дистанционное измерение электрических зарядов воздушных объектов [текст] / А. Е. Ластовецкий, С. Клепка, М. Рябоконт // Вестник концерна ПВО Алмаз-Антей. — 2015. — № 3. — с. 59–69.
17. *Бирюков С. В.* Сдвоенные сферические датчики напряженности низкочастотных электрических полей нового поколения [текст] / С. В. Бирюков, Л. Тюкина, Т. А.В. // Омский научный вестник. — 2021. — 5(179). — с. 62–67.
18. *Нефедов Д.* Структура устройства совместного обнаружения летательного аппарата в электростатической многодатчиковой системе пассивной локации [текст] / Д. Нефедов // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. — 2013. — 5(75). — с. 86–92.

19. Пат. на полезную модель № 104325 Рос. федерация, МПК<sup>7</sup> G 01 S 5/16. Электростатический локатор носителей электрического заряда [текст] / В. А. Ефимов, П. А. Полушин (Российская Федерация) ; заявитель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Владимирский государственный университет". — заявл. 12.06.2010 ; опубл. 05.10.2011, Бюл. № 10 (Рос. Федерация). — 18 с. : ил.
20. Ландау Л. Д. Теоретическая физика: Учеб. пособ.: Для вузов. В 10 т. Т. VIII. Электродинамика сплошных сред [текст] / Л. Д. Ландау, Л. Е.М. — 4-е изд, перераб. и доп. — М. : ФИЗМАТЛИТ, 2005. — 656 с.
21. Zhang C. Parameter selection in cross-correlation-based velocimetry using circular electrostatic sensors [текст] / C. Zhang, C. Wang, Y. Wang // Transactions on Instrumentation and Measurement. — 2010. — Vol. 59. — P. 1268—1275.
22. Chowdhury W. Applications of Artificial Intelligence to Instrumentation Systems for Monitoring Complex Industrial Processes [текст] / W. Chowdhury, Y. Yong // Cybernetics and Intelligence. — 2023. — Vol. 1, no. 1. — P. 1—18.
23. Transient responses and stability in the differential electrostatic sensor of inertial and gravitational moments with asymmetry [текст] / I. Gilavdarya [et al.] // Measurement. — 2018. — No. 116. — P. 318—326.
24. Aircraft engine state nonobstructive electrostatic monitoring: theoretical and laboratory modelling [текст] / A. Vatazhin [et al.] // Journal of ElectroStatics. — 1997. — Vol. 40/41. — P. 711—716.
25. Витязев С. В. Цифровые процессоры обработки сигналов [текст] / С. В. Витязев. — Рязань : Изд. РГРТУ, 2012. — 115 с.
26. Zhenhua W. Characteristics analysis and experiment verification of electrostatic sensor for aero-engine exhaust gas monitoring [текст] / W. Zhenhua, M. Xiaojun, Z. Hongfu // Measurement. — 2017. — Vol. 47. — P. 633—644.
27. Ефимов В. Измерение электростатической составляющей электростатических полей. Измерители электростатического поля: Монография [текст] / В. Ефимов, П. Полушин, Л. Грунская. — Берлин : Verlag, 2008. — 146 с.
28. Имянитов И. М. Приборы и методы для изучения электричества атмосферы [текст] / И. М. Имянитов. — М. : Гостехиздат, 1957. — 483 с.

29. *Ефимов В. А.* Измеритель напряженности электрического поля Земли с применением цифровых методов обработки сигнала [текст] / В. А. Ефимов, И. Готюр, Г. Щукин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. — 2015. — № 4. — с. 36—42.
30. Компенсация контактной разности потенциалов в электростатических флюксометрах [текст] / Е. А. Коровин [и др.] // VII Всероссийские армандовские чтения, современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. — 2017. — с. 416—422.
31. Электрическая модель летательного аппарата в задачах ближней электростатической локации воздушных целей [текст] / А. Б. Борзов [и др.] // Радиотехника и электроника. — 2016. — т. 61, № 12. — с. 1159—1167.
32. Дистанционное изучение опасного атмосферного явления (выпадение града) в г. Чита [текст] / А. А. Гурулев [и др.] // Естественные и технические науки. — 2023. — № 9. — с. 30—34.
33. *Бирюков С. В.* Предпосылки создания прибора для измерения напряженности электрического поля с определением погрешности результата измерений [текст] / С. В. Бирюков // Информационные технологии и средства обучения. — 2023. — № 7. — с. 1—7.
34. *Пат. на изобретение №2021120705 Рос. федерация, МПК<sup>7</sup> G 01 R 29/12.* Способ измерения напряженности электрического поля с определением предельной погрешности [текст] / С. В. Бирюков, Л. Тюкина, А. Тюкин (Российская Федерация) ; заявитель ФГАОУВО "Омский государственный технический университет". — заявл. 14.07.2021 ; опубли. 14.06.2022, Бюл. № 17 (Рос. Федерация). — 12 с. : ил.
35. *Добеши И.* Десять лекций по вейвлетам [текст] / И. Добеши. — Ижевск : НИЦ "Регулярная и хаотическая динамика", 2001. — 464 с.
36. *Hoseini M.* Gearbox Fault Diagnosis Using Two-Dimensional Wavelet Transform [текст] / M. Hoseini, M. Zuo // Engineering Asset Management. — 2011. — P. 643—653.
37. *Потехин Д. С.* Синтез сверточных функций в реальном времени в системах программно-зависимого радио и фазо-частотных измерительных устройствах [текст] / Д. С. Потехин, И. Е. Тарасов // Российский технологический журнал. — 2018. — № 6. — с. 41—54.

38. *Потехин Д. С.* Применение вейвлет обработки функцией Морле для цифровой обработке сигналов [текст] / Д. С. Потехин. — Ковров : КГТА, 2010. — 112 с.
39. *Potekhin D.* Processing of a spectral electromyogram by the method of wavelet analysis using the modified morlet function [текст] / D. Potekhin, Y. Grishanovich // Communications in computer and information science. — 2022. — Vol. 1526. — P. 72–85.
40. *Потехин Д. С.* Прикладная теория синтеза систем обработки информации на базе ортогональных вейвлет-фильтров: дис. ... док. тех. наук: 05.13.01 / институт инженерной физики [текст] / Д. С. Потехин. — Серпухов, 2012. — 234 с.
41. *Sejdić E.* Time–frequency feature representation using energy concentration: an overview of recent advances [текст] / E. Sejdić, I. Djurović, J. Jiang // Signal Processing. — 2021. — Vol. 19, issue 1. — P. 1–30.
42. *Пат. на изобретение № 27224777 Рос. федерация, МПК<sup>7</sup> G 01 R 29/00.* Электростатический флюксометр [текст] / Д. С. Потехин, Ю. Скрыбин, Е. Тетерин (Российская Федерация) ; заявитель ООО "Клевер". — заявл. 24.07.2019 ; опубл. 01.06.2020, Бюл. № 16 (Рос. Федерация). — 12 с. : ил.
43. *Хоровиц П.* Искусство схемотехники: Пер. с англ. [текст] / П. Хоровиц, У. Хилл. — М. : БИНОМ, 2015. — 704 с.
44. *Гутников В. С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах [текст] / В. С. Гутников. — 2-е изд, перераб. и доп. — Л. : Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.
45. *Степанов А. Н.* Расчет нелинейных электрических цепей с использованием средств MathCAD [текст] / А. Н. Степанов. — Комсомольск-на-Амуре : КНАГТУ, 2011. — 69 с.
46. *Ластовецкий А.* Помехи от морской поверхности системам ближней электростатической локации [текст] / А. Ластовецкий // Вестник Концерна ПВО Алмаз-Антей. — 2015. — т. 15, № 3. — с. 70–75.
47. *Клепка С. П.* Математическое моделирование электростатических полей в системах ближней локации [текст] / С. П. Клепка, А. Ластовецкий, П. Г.Л. // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2012. — т. 17, № 3. — с. 4–10.

48. *Скрябин Ю. М.* Сигналы электростатических датчиков при детектировании БПЛА [текст] / Ю. М. Скрябин, Д. С. Потехин // Сборник тезисов XXVI Международной научной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых Ломоносов-2019; секция «Вычислительная математика и кибернетика». — 2019. — с. 104—106.
49. *Скрябин Ю. М.* Определение траектории горизонтального пролета беспилотного летательного аппарата через линию электростатических датчиков [текст] / Ю. М. Скрябин, Д. С. Потехин // Труды МАИ. — 2019. — № 105. — с. 19. — Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=105747>.
50. *Скрябин Ю. М.* Границы обнаружения БПЛА системой датчиков электростатического поля [текст] / Ю. М. Скрябин, Д. С. Потехин, Е. А. Чащин // Труды 61-ой всероссийской научной конференции МФТИ. 19-25 ноября 2018 года. Прикладная математика и информатика. — 2018. — с. 81—82.
51. *Скрябин Ю. М.* Влияние помех на точность определения местоположения летательного аппарата информационно-измерительной системой электростатической локации [текст] / Ю. М. Скрябин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. — 2024. — № 4. — с. 20—29.
52. *Потехин Д. С.* Размещение датчиков информационно-измерительной системы локации летательных аппаратов [текст] / Д. С. Потехин, Ю. М. Скрябин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — 2024. — № 89. — с. 21—30.
53. *Гмурман В. Е.* Теория вероятностей и математическая статистика [текст] / В. Е. Гмурман. — М. : Высшая школа, 2005. — 478 с.
54. *Дьяконов В. П.* Вейвлеты. От теории к практике [текст] / В. П. Дьяконов. — 2-е изд, перераб. и доп. — М. : Солон-Пресс, 2010. — 400 с.
55. *Меркушева А. В.* Время-частотные и время-масштабные преобразования нестационарного сигнала в информационно-измерительных системах [текст] / А. В. Меркушева // Измерительная техника. — 2004. — № 2. — с. 3—7.
56. *Меркушева А. В.* Классы преобразований нестационарного сигнала в информационно-измерительных системах. I. Элементы теории [текст] / А. В. Меркушева // Научное приборостроение. — 2002. — т. 12, № 2. — с. 50—58.

57. *Suchodolov U.* Dynamic features of spectra of single and quasi-periodic measuring signals [текст] / U. Suchodolov, A. Isaev, Sheinikau // Devices and methods of measurements. — 2022. — P. 128–138.
58. *Алехин М. Д.* Сравнительный анализ время-частотных преобразований в обработке нестационарных квазипериодических сигналов [текст] / М. Д. Алехин // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2015. — т. 20, № 1. — с. 35–40.
59. *Iskhakova A.* Time-frequency transforms in analysis of non-stationary quasi-periodic biomedical signal patterns for acoustic anomaly detection [текст] / A. Iskhakova, M. Alekhin, A. Bogomolov // Information and control systems. — 2020. — 1(104). — P. 15–23.
60. *Маслов В. К.* Современные технологии анализа и обработки информации в физико-технических измерениях [текст] / В. К. Маслов. — Менделеево : Изд. ВНИИФТРИ, 2010. — 583 с.
61. *Парфенов Н. Д.* Вычисление интегралов от функции комплексной переменной с помощью вычетов в системах компьютерной математики [текст] / Н. Д. Парфенов, Т. Ключко // Информационные технологии и средства обучения. — 2009. — т. 14, № 6. — с. 12.
62. *Skryabin Y.* Synthesis of the Rational Analyzing Function for Feature Extraction of Signals from the Electrostatic Location System [текст] / Y. Skryabin, D. Potekhin // Communications in Computer and Information Science. — 2023. — т. 1733. — с. 250–261.
63. *Сдвижков О.* Математика на компьютере: Maple 8 [текст] / О. Сдвижков. — Москва : Солон-Прес, 2003. — 176 с.
64. *Скрябин Ю. М.* Рациональная анализирующая функция для точного определения параметров электростатического сигнала [текст] / Ю. М. Скрябин, Д. С. Потехин // Труды МАИ. — 2021. — № 119. — с. 32. — Режим доступа: <https://trudymai.ru/published.php?ID=159792>.
65. *Скрябин Ю. М.* Определение коэффициентов рациональной анализирующей функции с помощью метода наименьших квадратов [текст] / Ю. М. Скрябин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. — 2024. — № 1. — с. 5–13.
66. *Скрябин Ю. М.* Влияние емкости измерительного электрода электростатического флюксметра на чувствительность измерений [текст] / Ю. М. Скрябин



бин, Д. С. Потехин // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. — 2017. — т. 17, № 5. — с. 1235—1238.

## Список рисунков

- |      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Сечение электростатического зонда: 1 — источник поля, 2 — измерительный электрод, 3 — изоляция, 4 — заземленный экран . . .  | 18 |
| 1.2  | Схема электростатического зонда а) в режиме переменного тока б) в режиме постоянного тока . . . . .  | 19 |
| 1.3  | Схема размещения электростатических зондов а) по поперечному сечению б) по сечению вдоль. 1-12 номера зондов вокруг трубы, а-г номера сегментов зондов вдоль трубы. . . . .  | 20 |
| 1.4  | Структура информационно-измерительной системы электростатической локации. . . . .  | 21 |
| 1.5  | Сигналы двух датчиков $I_{sm1}$ и $I_{sm2}$ и их взаимнокорреляционная функция . . . . .   | 25 |
| 1.6  | Сечение электростатического флюксметра 1 — экранирующий электрод, 2 — измерительный электрод, 3 — заземленный экран . . .  | 26 |
| 1.7  | Зависимость от времени экспонируемой площади, емкости и измерительного сигнала: 1 — высокая частота вращения, 2 — промежуточная частота вращения, 3 — низкая частота вращения. . .   | 29 |
| 1.8  | Схема электростатического флюксметра 1 — измерительный электрод; 2 — изолятор; 3 — оптопара; 4 — экранирующий электрод; 5 — маркер; 6 — привод . . . . .   | 30 |
| 1.9  | Электростатический флюксметр и график сигнала [27] а) Электростатический флюксметр Ефимова В.А. б) Сигнал флюксметра от пролетающего самолета АН-2 . . . . .   | 32 |
| 1.10 | Зависимость суммы значений вейвлет функции Морле от коэффициента затухания при $Amp = 10^6$ и $NpT = 200$ а) общий вид функции б) вид функции около оси абсцисс . . . . .  | 36 |
| 1.11 | Вейвлет функция Морле. Красным изображена реальная часть, синим — мнимая часть данной функции . . . . .  | 37 |
| 2.1  | Электрическая схема электростатического флюксметра 1 — измерительные электроды четной группы а и нечетной б, 2 — экранирующий электрод, 3 — дополнительные экраны, 4 — двигатель, 5 и 6 — повторители напряжения, 7 — дифференциальный усилитель, 8 — фазочувствительный выпрямитель, 9 — оптопара, 10 — вольтметр . . . . . | 42 |

2.2	Повторитель со следящей обратной связью . . . . .	43
2.3	Электрическая схема повторителя с обратной связью . . . . .	44
2.4	Идеальный электростатический сигнал а) Электростатический флюксметра б) Электростатического зонда. . . . .	49
2.5	Контур зоны обнаружения летательного аппарата при помощи а) электростатического флюксметра б) электростатического зонда. . . . .	51
2.6	Пролет БПЛА через периметр . . . . .	53
2.7	Решение задачи электростатической локации . . . . .	53
3.1	Зоны влияния коэффициентов $K_j$ на вид мнимой части анализирующей функции. I — зона K0, II — зона K1, III — зона K2 . . . . .	65
3.2	Блок схема алгоритма синтеза анализирующей функции градиентным поиском . . . . .	66
3.3	Алгоритм синтеза анализирующей функции для электростатического зонда . . . . .	70
3.4	Анализирующая функция для электростатического флюксметра. I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала; III — Мнимая часть анализирующего сигнала . . . . .	71
3.5	Анализирующая функция для электростатического зонда. I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала; III — Мнимая часть анализирующего сигнала . . . . .	72
3.6	График зависимости свертки сигнала электростатического зонда и анализирующей функции от $\tau$ а) Реальная часть б) Мнимая часть . . . . .	73
3.7	Зависимость мнимой части свертки от коэффициента сжатия/растяжения $ch$ при совпадении центра окна свертки с центром сигнала . . . . .	74
3.8	Изографик АЧХ сигнала электростатического зонда, полученный при помощи анализирующей функции при помощи а) градиентного поиска б) МНК. Крестами обозначены глобальные максимумы . . . . .	74
3.9	Амплитудно-частотная диаграмма после вейвлет преобразования в координатах время $t$ и полупериод $T/2$ а) без помех б) Соотношение сигнал/шум равно 2 . . . . .	80

3.10	Фазо-частотная диаграмма после преобразования при помощи рациональной функции в координатах время $t$ и полупериод $T/2$ а) без помех б) Соотношение сигнал/шум равно 2 . . . . .	81
3.11	Анализирующая функция для электростатического флюксметра. I — Электростатический сигнал; II — Реальная часть анализирующего сигнала; III — Мнимая часть анализирующего сигнала . . . . .	84
3.12	Интерфейс программы для подбора номиналов элементов электростатического флюксметра . . . . .	85
3.13	Схема эксперимента по получению калибровочной характеристики . . . . .	87
4.1	Фото эксперимента по получению калибровочной характеристики . . . . .	90
4.2	Трубка тока электростатического поля на измерительный электрод . . . . .	92
4.3	График соответствия частоты экстремума полученной в численном эксперименте от частоты, рассчитанной по формуле (4.1) . . . . .	93
4.4	Измерительный сигнал, полученный в численном эксперименте при коэффициенте модуляции емкости измерительного электрода а) при 15% б) при 60% . . . . .	93
4.5	Амплитудно-частотная характеристика измерительной части электростатического флюксметра с $C_{fb} = 95$ нФ, $R_{gr} = 200$ кОм при различных расстояниях между электродами а) на основе лабораторного эксперимента б) На основе численного эксперимента . . . . .	94
4.6	Амплитудно-частотная характеристика численного эксперимента измерительной части электростатического флюксметра с $C_{fb} = 5.6$ нФ, $R_{gr} = 1$ МОм . . . . .	95
4.7	Амплитудно-частотное распределение анализирующего сигнала в при различных размерах окон а) окно $\pm 5,5 \cdot \pi$ б) окно $\pm 15,5 \cdot \pi$ . . . . .	97
4.8	Амплитудно-частотное распределение анализирующего сигнала при различном уровне помех а) сигнал/шум равен 10 б) сигнал/шум равен 8 . . . . .	97
4.9	Срез амплитудно-частотного распределения анализирующего сигнала при уровне сигнал/шум 8 а) для $T/2$ максимума б) для $t$ максимума . . . . .	98

4.10	Линии предсказания положения центра сигнала, полученные на основании фаз отстоящих от центра на доли периода а) при соотношении сигнал/шум 2.5 б) при соотношении сигнал/шум 2 . . .	98
4.11	Общий вид эксперимента . . . . .	99
4.12	Электростатический сигнал и его амплитудное распределение . . . .	100

## Список таблиц

1	Граница зоны обнаружения БПЛА . . . . .	51
2	Погрешности определения координат при ошибке определения признаков сигнала в 1% . . . . .	56
3	Коэффициенты функций . . . . .	72
4	Анализирующие свойства . . . . .	73
5	Результаты натурного эксперимента по изучению дрейфа нуля . . .	91
6	Погрешность определения признаков электростатического сигнала .	99

## Приложение А

### Программный алгоритм синтеза анализирующей функции

Программа для синтеза написана в среде компьютерной алгебры Maple. Входными данными для данной программы являются выражения для вычетов функции и значения А, В и С, находимые в другой программе. Выходными данными являются значения коэффициентов анализирующей функции  $P_j, K_j$ . Например в листинге кода А.1 приведен пример упрощения вычетов для расчета свертки мнимой части функции. В данном коде  $y$  есть  $\tau/2$ , а I есть мнимая единица.

```

Запишем корни знаменателя
A := 'A': B := 'B': C := 'C': K0 := 'K0': K1 := 'K1': K2 := 'K2': K3 := 'K3': ch := 'ch':
P0 := 'P0': P1 := 'P1': P2 := 'P2': P3 := 'P3': P4 := 'P4':
S0 := 'S0': S1 := 'S1': S2 := 'S2': S3 := 'S3':
z1 := y + A * I: z2 := -y + A * I: z3 := y + B * I: z4 := -y + B * I: z5 := y + C * I: z6 := -y + C * I:
Введем базовую формулу для расчета вычетов
F1 := z -> (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) :
(z + z1) * (z^2 - z2^2) * (z^2 - z3^2)^2 * (z^2 - z4^2)^2 * (z^2 - z5^2)^2 * (z^2 - z6^2)^2
F2 := z -> (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) :
(z^2 - z1^2) * (z + z2) * (z^2 - z3^2)^2 * (z^2 - z4^2)^2 * (z^2 - z5^2)^2 * (z^2 - z6^2)^2
F3 := z -> diff( (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) , z :
(z^2 - z1^2) * (z^2 - z2^2) * (z + z3)^2 * (z^2 - z4^2)^2 * (z^2 - z5^2)^2 * (z^2 - z6^2)^2
F4 := z -> diff( (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) , z :
(z^2 - z1^2) * (z^2 - z2^2) * (z^2 - z3^2)^2 * (z + z4)^2 * (z^2 - z5^2)^2 * (z^2 - z6^2)^2
F5 := z -> diff( (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) , z :
(z^2 - z1^2) * (z^2 - z2^2) * (z^2 - z3^2)^2 * (z^2 - z4^2)^2 * (z + z5)^2 * (z^2 - z6^2)^2
F6 := z -> diff( (S3 * (z - y)^6 + S2 * (z - y)^4 + S1 * (z - y)^2 + S0) * (K3 * (z + y)^7 + K2 * (z + y)^5 + K1 * (z + y)^3 + K0 * (z + y)) , z :
(z^2 - z1^2) * (z^2 - z2^2) * (z^2 - z3^2)^2 * (z^2 - z4^2)^2 * (z^2 - z5^2)^2 * (z + z6)^2
F31 := subs(z = z3, F3(z)) : F41 := subs(z = z4, F4(z)) : F51 := subs(z = z5, F5(z)) : F61 := subs(z = z6, F6(z)) :
Упростим выражение
F12_ := normal(F1(z1) + F2(z2)) :
F32 := normal(F31) : F42 := normal(F41) : F34_ := normal(F32 + F42) :
F52 := normal(F51) : F62 := normal(F61) : F56_ := normal(F52 + F62) :
F331 := normal(F34_ + F56_) :
F33 := normal(F12_ + F331) :

chF33 := numer(F33) : znF33 := expand(denom(F33)) :
SvI := chF33 / znF33 * 2 * pi * I :

```

Листинг А.1: Листинг кода по упрощению вычетов: функция свертки SvI от  $\tau$

Кроме того, необходимо отдельно рассчитать значения сверток при изменении не только при движении по оси времени  $tau/2$ , но и на других частотах при других коэффициентах сжатия.

```

F1s := z -> (S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z+z1)*(z^2-z^2)*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2;
F2s := z -> (S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z^2-z1^2)*(z+z2)*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2;
F3s := z -> diff((S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z^2-z1^2)*(z^2-z^2)*(z+z3)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2, z);
F4s := z -> diff((S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z^2-z1^2)*(z^2-z^2)*(z^2-z^2)^2*(z+z4)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2, z);
F5s := z -> diff((S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z^2-z1^2)*(z^2-z^2)*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z+z5)^2*(z^2-z^2)^2, z);
F6s := z -> diff((S3*(z-y)^6 + S2*(z-y)^4 + S1*(z-y)^2 + S0)*(P4*(z+y)^8 + P3*(z+y)^6 + P2*(z+y)^4 + P1*(z+y)^2 + P0) /
(z^2-z1^2)*(z^2-z^2)*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z^2-z^2)^2*(z+z6)^2, z);
F31s := subs(z=z3, F3s(z)); F41s := subs(z=z4, F4s(z)); F51s := subs(z=z5, F5s(z)); F61s := subs(z=z6, F6s(z));
Упростим выражение
F32s := normal(F31s); F42s := normal(F41s); F52s := normal(F51s); F62s := normal(F61s);
F12s_ := normal(F1s(z1) + F2s(z2)); F34s_ := normal(F32s + F42s); F56s_ := normal(F52s + F62s);
F33s := normal(F12s_ + F34s_ + F56s_);
chF33s := numer(F33s); znF33s := expand(denom(F33s));
SvI := chF33s / znF33s * 2 * pi * I;

```

Листинг А.2: Листинг кода по упрощению вычетов: функция свертки SvR от  $\tau$

```

z1or := A*I / ch; z2or := A*I; z3or := B*I / ch; z4or := B*I; z5or := C*I / ch; z6or := C*I;
Введем базовую формулу для расчета вычетов
F1or := z -> (ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z+z1or)*(z^2-z2or^2)*(z^2-z3or^2)^2*(z^2-z4or^2)^2*(z^2-z5or^2)^2*(z^2-z6or^2)^2;
F2or := z -> (ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z^2-z1or^2)*(z+z2or)*(z^2-z3or^2)^2*(z^2-z4or^2)^2*(z^2-z5or^2)^2*(z^2-z6or^2)^2;
F3or := z -> diff((ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z^2-z1or^2)*(z^2-z2or^2)*(z+z3or)^2*(z^2-z4or^2)^2*(z^2-z5or^2)^2*(z^2-z6or^2)^2, z);
F4or := z -> diff((ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z^2-z1or^2)*(z^2-z2or^2)*(z^2-z3or^2)^2*(z+z4or)^2*(z^2-z5or^2)^2*(z^2-z6or^2)^2, z);
F5or := z -> diff((ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z^2-z1or^2)*(z^2-z2or^2)*(z^2-z3or^2)^2*(z^2-z4or^2)^2*(z+z5or)^2*(z^2-z6or^2)^2, z);
F6or := z -> diff((ch^6*S3*z^6 + ch^4*S2*z^4 + ch^2*S1*z^2 + S0)*(P4*z^8 + P3*z^6 + P2*z^4 + P1*z^2 + P0) /
ch^10*(z^2-z1or^2)*(z^2-z2or^2)*(z^2-z3or^2)^2*(z^2-z4or^2)^2*(z^2-z5or^2)^2*(z+z6or)^2, z);
F31or := subs(z=z3or, F3or(z)); F41or := subs(z=z4or, F4or(z)); F51or := subs(z=z5or, F5or(z)); F61or := subs(z=z6or, F6or(z));
Упростим выражение
F12_or := normal(F1or(z1or) + F2or(z2or));
F32or := normal(F31or); F42or := normal(F41or); F34_or := normal(F32or + F42or);
F52or := normal(F51or); F62or := normal(F61or); F56_or := normal(F52or + F62or);
F33or := normal(F12_or + F34_or + F56_or);
chF33or := numer(F33or); znF33or := expand(denom(F33or));
SvIor := chF33or / znF33or * 2 * pi * I;

```

Листинг А.3: Упрощение вычетов для расчета профиля время-частотного анализа на других частотах  $f/ch$

Так же одним из целевых свойств для расчета анализирующей функции является равенство нулю его среднего значения. Следует обратить внимание, что среднее значение NuFim линейно зависит от коэффициентов  $P_j$ .



$$F2n := z \rightarrow \frac{P4 \cdot z^8 + P3 \cdot z^6 + P2 \cdot z^4 + P1 \cdot z^2 + P0}{(z + A \cdot I) \cdot (z^2 - (B \cdot I)^2) \cdot (z^2 - (C \cdot I)^2)} :$$

$$F4n := z \rightarrow \text{diff} \left( \frac{P4 \cdot z^8 + P3 \cdot z^6 + P2 \cdot z^4 + P1 \cdot z^2 + P0}{(z^2 - (A \cdot I)^2) \cdot (z + B \cdot I)^2 \cdot (z^2 - (C \cdot I)^2)}, z \right) :$$

$$F6n := z \rightarrow \text{diff} \left( \frac{P4 \cdot z^8 + P3 \cdot z^6 + P2 \cdot z^4 + P1 \cdot z^2 + P0}{(z^2 - (A \cdot I)^2) \cdot (z^2 - (B \cdot I)^2) \cdot (z + C \cdot I)^2}, z \right) :$$

$$F21n := \text{subs}(z = A \cdot I, F2n(z)) : F41n := \text{subs}(z = B \cdot I, F4n(z)) : F61n := \text{subs}(z = C \cdot I, F6n(z)) :$$

$$F33n := \text{normal}(F21n + F41n + F61n) :$$

$$\text{chF33n} := \text{numer}(F33n) : \text{znF33n} := \text{expand}(\text{denom}(F33n)) :$$

$$A := 1.603 : B := 3.276 : C := 5.183 :$$

$$\text{NuFim} := \frac{\text{chF33n}}{\text{znF33n}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot I,$$

$$\text{NuFim} := 0.00001185067427 P0 + 0.00001648358310 P1 + 0.0001104838727 P2 + 0.002311251660 P3 + 0.2238206657 P4$$

Листинг А.4: Упрощение вычетов для расчета среднего значения анализирующей функции (четной части)

$$V2 := \text{Vector}(5) :$$

$$V2[5] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvI), P4)}{\text{denom}(SvI)} :$$

$$V2[4] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvI), P3)}{\text{denom}(SvI)} :$$

$$V2[3] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvI), P2)}{\text{denom}(SvI)} :$$

$$V2[2] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvI), P1)}{\text{denom}(SvI)} :$$

$$V2[1] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvI), P0)}{\text{denom}(SvI)} :$$

$$V1 := \text{Vector}(4) :$$

$$V1[4] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvR), K3)}{\text{denom}(SvR)} :$$

$$V1[3] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvR), K2)}{\text{denom}(SvR)} :$$

$$V1[2] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvR), K1)}{\text{denom}(SvR)} :$$

$$V1[1] := \frac{\text{coeff}(\text{numer}(SvR), K0)}{\text{denom}(SvR)} :$$

$$Sq21 := \text{diff} \left( \sum_{i=1}^{18} (3 \cos(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[1]) \cdot P0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[2]) \cdot P1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[3]) \cdot P2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[4]) \cdot P3 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[5]) \cdot P4))^2, P0 \right) = 0 :$$

$$Sq22 := \text{diff} \left( \sum_{i=1}^{18} (3 \cos(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[1]) \cdot P0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[2]) \cdot P1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[3]) \cdot P2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[4]) \cdot P3 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[5]) \cdot P4))^2, P1 \right) = 0 :$$

$$Sq23 := \text{diff} \left( \sum_{i=1}^{18} (3 \cos(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[1]) \cdot P0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[2]) \cdot P1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[3]) \cdot P2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[4]) \cdot P3 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, V2[5]) \cdot P4))^2, P2 \right) = 0 :$$

$$Sq24 := \sum_{i=1}^{10} \left( \text{Fim} \left( \frac{i}{5} + 34 \right) \right) = 0 :$$

$$Sq25 := \text{NuFim} = -0.043854 :$$

$$Sq := \text{solve}(\{Sq21, Sq22, Sq23, Sq24, Sq25\}, \{P0, P1, P2, P3, P4\}) :$$

$$Sq := \{P0 = 116804.7135, P1 = 213285.5320, P2 = -76307.66835, P3 = 1632.361798, P4 = -1.276962526\}$$

Листинг А.5: Нахождение коэффициентов  $P_j$  методом наименьших квадратов)

```

Su :=  $\sum_{i=1}^{20} (3 \cos(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - \text{subs}(P0 = 116804.8224, P1 = 213285.1252, P2 = -76307.56330, P3 = 1632.358897, P4 = -1.276960237, y = SSq \cdot i, SvI))^2$ ;
Su := 0.001227860966

Sq1 := diff( $\sum_{i=1}^{18} (3 \sin(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[1]) \cdot K0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[2]) \cdot K1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[3]) \cdot K2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[4]) \cdot K3))^2, K0$ ) = 0 :
Sq2 := diff( $\sum_{i=1}^{18} (3 \sin(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[1]) \cdot K0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[2]) \cdot K1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[3]) \cdot K2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[4]) \cdot K3))^2, K1$ ) = 0 :
Sq3 := diff( $\sum_{i=1}^{18} (3 \sin(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - (\text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[1]) \cdot K0 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, ch = 1, VI[2]) \cdot K1 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[3]) \cdot K2 + \text{subs}(y = SSq \cdot i, VI[4]) \cdot K3))^2, K2$ ) = 0 :
Sq4 :=  $\sum_{i=1}^{10} \left( \text{Fre} \left( \frac{i}{5} + 54 \right) \right) = 0$  :
Sq := solve({Sq1, Sq2, Sq3, Sq4}, {K0, K1, K2, K3});
Sq := {K0 = 71861.44939, K1 = 123684.5995, K2 = -5075.626300, K3 = 1.659972909}

Su :=  $\sum_{i=1}^{20} (3 \sin(fx \cdot SSq \cdot i \cdot \pi) - \text{subs}(K0 = 71857.81644, K1 = 123687.8197, K2 = -5075.987061, K3 = 1.660091502, y = SSq \cdot i, SvR))^2$ ;
Su := 0.00007204562519

```

Листинг А.6: Нахождение коэффициентов  $K_j$  методом наименьших квадратов )

## Приложение Б

### Программы для численных экспериментов

Программа для численного моделирования описана в среде Visual Studio на языке Visual Basic net. При численном моделировании схемы измерения входными данными являются параметры компонентов электрической схемы и скорости (диапазоны скоростей) вращения экранирующего электрода. На выходе получаем измерительный сигнал (дополнительно АЧХ). Основой численного расчета является решение уравнений Кирхгофа. Для полной схемы решение представлено в листинге Б.1.

```

Sub main(ByVal graf As Boolean)

Dim q1 As Double
Call Start_parametr() ' считываем параметры
Nx = Math.Ceiling((TextBox1.Text) / ht)
For sx = 1 To Nx
Call contine_gas(sx) ' записываем результаты предыдущей итерации
q1 = E_вн * e_вак * e_воз * Сэксп(1)
e_neg(1) = (гвх * гвх * ht * (2 * Rgr * Сэкп(1) + ht) * (q_fb(1) + q_вых(1) + q_ком(1)) + Rgr * гвх * (q1 + q_вых(1) - q_экп(1)) * _
(C_fb * гвх * ht + (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (Ском * гвх + ht)) + Rgr * гвх * К * ht * (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (q1 - q_экп(1) - q_ком(1)) + _
ht * Rgr * гвх * q_fb(1) * (гвх * Ском - ht * К) + Rgr ^ 2 * C_fb * гвх * гвх * Сэкп(1) * (q_вых(1) + q_ком(1)) * _
/ (Rgr ^ 2 * C_fb * гвх * Сэкп(1) * (Свх * гвх + ht) + 2 * Rgr * гвх * Сэкп(1) * ht * гвх * Свх + гвх * ht * (гвх * (Свх + Ском) + ht) * (Rgr * C_fb + ht) * _
+ ht * гвх * (гвх * C_fb + ht * К) * (2 * Rgr * Сэкп(1) + ht) + Rgr * (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (гвх * (Свх + Сэкп(1) + ht) * (гвх * Ском + ht) + _
Rgr * C_fb * гвх * ht * (Rgr * Сэкп(1) * К + ht))
e_pos(1) = ((e_neg(1) * ht * (К + 1) + гвх * (e_neg(1) * (Свх + Ском) - q_вых(1) - q_ком(1))) * (Rgr * C_fb + 2 * ht) + 2 * гвх * ht * (e_neg(1) * C_fb - q_fb(1))) * _
/ ((гвх * Ском + ht * К) * (Rgr * C_fb + 2 * ht) + гвх * ht * C_fb)
e_fb = (e_neg(1) * Rgr * C_fb + e_pos(1) * ht - q_fb(1) * Rgr) / (Rgr * C_fb + 2 * ht)

q_экп(1) = (E_вн * e_вак * e_воз * Сэксп(1) / Сэкп(1) - e_pos(1)) * Сэкп(1)
q_ком(1) = (e_neg(1) - e_pos(1)) * Ском
q_вых(1) = (e_neg(1)) * Свх
q_fb(1) = (e_neg(1) - e_fb) * C_fb
' Определили потенциалы и заряды повторителя в нечетной группе электродов
q1 = E_вн * e_вак * e_воз * Сэксп(0)
e_neg(0) = (гвх * гвх * ht * (2 * Rgr * Сэкп(0) + ht) * (q_fb(0) + q_вых(0) + q_ком(0)) + Rgr * гвх * (q1 + q_вых(0) - q_экп(0)) * _
(C_fb * гвх * ht + (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (Ском * гвх + ht)) + Rgr * гвх * К * ht * (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (q1 - q_экп(0) - q_ком(0)) + _
ht * Rgr * гвх * q_fb(0) * (гвх * Ском - ht * К) + Rgr ^ 2 * C_fb * гвх * гвх * Сэкп(0) * (q_вых(0) + q_ком(0)) * _
/ (Rgr ^ 2 * C_fb * гвх * Сэкп(0) * (Свх * гвх + ht) + 2 * Rgr * гвх * Сэкп(0) * ht * гвх * Свх + гвх * ht * (гвх * (Свх + Ском) + ht) * (Rgr * C_fb + ht) * _
+ ht * гвх * (гвх * C_fb + ht * К) * (2 * Rgr * Сэкп(0) + ht) + Rgr * (Rgr * C_fb + 2 * ht) * (гвх * (Свх + Сэкп(0) + ht) * (гвх * Ском + ht) + _
Rgr * C_fb * гвх * ht * (Rgr * Сэкп(0) * К + ht))
e_pos(0) = ((e_neg(0) * ht * (К + 1) + гвх * (e_neg(0) * (Свх + Ском) - q_вых(0) - q_ком(0))) * (Rgr * C_fb + 2 * ht) + 2 * гвх * ht * (e_neg(0) * C_fb - q_fb(0))) * _
/ ((гвх * Ском + ht * К) * (Rgr * C_fb + 2 * ht) + гвх * ht * C_fb)
e_fb = (e_neg(0) * Rgr * C_fb + e_pos(0) * ht - q_fb(0) * Rgr) / (Rgr * C_fb + 2 * ht)

q_экп(0) = (E_вн * e_вак * e_воз * Сэксп(0) / Сэкп(0) - e_pos(0)) * Сэкп(0)
q_ком(0) = (e_neg(0) - e_pos(0)) * Ском
q_вых(0) = (e_neg(0)) * Свх
q_fb(0) = (e_neg(0) - e_fb) * C_fb
' Определили потенциалы и заряды повторителя в четной группе электродов
e_neg(2) = (ht * R_b ^ 2 * (e_neg(0) + e_neg(1)) * (гвх * C_b + ht * (e_neg(0) * гвх / R_b + 1)) + _
(R_b * C_b + ht) * (R_b * ht * гвх * (e_neg(0) * К + e_neg(1) * (гвх / R_b + 1)) + R_b ^ 2 * гвх * (q_2 * (К + гвх / гвх) - q_1) + _
гвх * e_neg(1) * гвх * (R_b * C_b + ht)) + R_b * ht * (гвх * (ht * e_neg(1) - R_b * q_1) + R_b ^ 2 * (q_1 + q_2))) * _
/ (R_b ^ 2 * (4 * ht + R_b * C_b) * (гвх * C_b + ht) + R_b * гвх * (4 * ht + К * (R_b * C_b + 2 * ht)) * (R_b * C_b + ht) * _
+ R_b ^ 2 * (R_b * C_b + 3 * ht * гвх / R_b) * (гвх * C_b + ht) + гвх * гвх * (R_b ^ 2 * C_b ^ 2 + ht ^ 2))
e_pos(2) = (гвх * (ht * e_neg(0) + q_2 * R_b) + ht * e_neg(2) * R_b) / (гвх * (R_b * C_b + ht) + ht * (гвх + R_b))
U_ism = (ht * К * R_b * (e_pos(2) - e_neg(2)) + e_neg(2) * гвх * (R_b * C_b + ht) + q_1 * гвх * R_b) * _
/ (гвх * (R_b * C_b + ht) + ht * R_b)
q_1 = (U_ism - e_neg(2)) * C_b
q_2 = e_pos(2) * C_b
' Определили U_ism - напряжение, которое подается на АЦП для дальнейшей цифровой обработки
Next sx
Call end_pr()

```

Листинг Б.1: Листинг кода для расчета текущих значений потенциалов и зарядов

## Приложение В

## Патент на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11)**2 722 477**<sup>(13)</sup> **C1**(51) МПК  
*G01R 29/00* (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК  
*G01R 29/00* (2020.02)

(21)(22) Заявка: 2019123353, 24.07.2019

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
24.07.2019Дата регистрации:  
01.06.2020Приоритет(ы):  
(22) Дата подачи заявки: 24.07.2019

(45) Опубликовано: 01.06.2020 Бюл. № 16

Адрес для переписки:  
601911, Владимирская обл., г. Ковров, ул. Зон  
Космодемьянской, 1, корп. 1, кв. 105, Потехину  
Дмитрию Станиславовичу(72) Автор(ы):  
Потехин Дмитрий Станиславович (RU),  
Скрябин Юрий Михайлович (RU),  
Тетерин Евгений Петрович (RU)(73) Патентообладатель(и):  
Общество с ограниченной ответственностью  
"Клевер" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете  
о поиске: RU 2199761 C2, 27.02.2003. RU 104729  
U1, 20.05.2011. RU 2501029 C1, 10.12.2013. SU  
1442941 A1, 07.12.1988. JP 1178887 A, 17.07.1989.  
US 20060279290 A1, 14.12.2006.

(54) Электростатический флюксметр

(57) Реферат:  
Изобретение относится к области электроизмерительной техники и предназначено для измерения напряженности статического и квазистатического электрического поля при проведении метеорологических, геофизических, биоэнергетических исследований, а также для оценки экологического состояния поверхности Земли и атмосферы. Техническим результатом изобретения является повышение точности измерения напряженности электростатического поля и повышение чувствительности к слабым электростатическим полям. Электростатический флюксметр содержит сигнальный электрод, экранирующий электрод, периодически закрывающий сигнальный электрод, электродвигатель, на заземленный вал которого насажен экранирующий электрод, первый повторитель напряжения, вход которого соединен с сигнальным электродом, усилитель, вход которого связан с выходом первого повторителя напряжения, фазочувствительный выпрямитель, вход которого соединен с выходом усилителя, вольтметр, вход которого подсоединен к выходу

фазочувствительного выпрямителя. При этом сигнальный электрод выполнен в виде двух цепочек, состоящих из чередующихся независимых сигнальных электродов, одна из которых связана с входом первого повторителя напряжения, второй повторитель напряжения, вход которого связан со второй цепочкой независимых сигнальных электродов, в качестве усилителя используется дифференциальный усилитель, инвертирующий вход которого соединен с выходом первого повторителя напряжения, неинвертирующий вход соединен с выходом второго повторителя напряжения, а выход связан с входом фазочувствительного выпрямителя, введен дополнительный экран, состоящий из двух цепочек чередующихся независимых электродов, имеющих форму аналогичную форме сигнальных электродов, расположенный между цепочкой сигнальных электродов и электродвигателем и связанный с инвертирующим и неинвертирующим входами дифференциального усилителя. 3 ил.

RU 2 722 477 C 1

RU 2 722 477 C 1

## Приложение Г

## Акты внедрения



основан в 1916

**ЗАВОД ИМ. В.А. ДЕГТЯРЁВА**

ул. Труда, 4, г. Ковров, Владимирская обл., 601900

тел. +7 492 323 03 89 / факс +7 492 325 35 76

e-mail: [zid@zid.ru](mailto:zid@zid.ru)

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

ОАО «Завод им. В.А. Дегтярева»



А.В. Махнин

2024 г.

## АКТ

о реализации результатов диссертационного исследования на соискание ученой степени кандидата технических наук преподавателя кафедры вычислительной техники федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «МИРЭА – Российский технологический университет» Скрыбина Юрия Михайловича на тему: «Информационно-измерительная система электростатической локации БПЛА и её алгоритмическое обеспечение»

**Экспертная группа в составе:**

Главного конструктора направления СПВ и ПУ – кандидата технических наук Спирина Романа Вячеславовича,

Главного конструктора проекта «Робототехника» – Фуфаева Дмитрия Альберовича,

Начальника конструкторского бюро «Робототехника» – Кришова Романа Андреевича,

Начальника конструкторского бюро – кандидата технических наук Жокина Льва Геннадьевича.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационных исследований Скрыбина Ю.М. реализованы в деятельности ОАО «Завод имени В. А. Дегтярева» при выполнении опытно - конструкторской работы по модернизации РТК «Нерехта», а именно использованы:

- 1) Алгоритм определения местоположения БПЛА информационно-измерительной системой электростатической локации;
- 2) Методика применения электростатического флюксметра ротационного типа в качестве средства предупреждения о приближении беспилотного летательного аппарата.

Экспертная группа ОАО «Зид» отмечает, что результаты, полученные Скрыбиным Ю.М., имеют научную новизну и могут использоваться в дальнейшем в деятельности ОАО «Завод имени В. А. Дегтярева» при проектировании робототехнических комплексов с установленными средствами разведки и наведения перспективных средств поражения БПЛА.

Экспертная группа ОАО «Зид» рекомендует проработать возможность увеличения дальности обнаружения БПЛА при использовании электростатического флюксметра с целью повышения эффективности предлагаемой системы.

Экспертная группа:

  
\_\_\_\_\_  
Р.В. Спирин

  
\_\_\_\_\_  
Д.А. Фуфаев

  
\_\_\_\_\_  
Р.А. Криушов

  
\_\_\_\_\_  
Л.Г. Жокин

« 24 » 09 2024 г.

## МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

«МИРЭА – Российский технологический университет»

РТУ МИРЭА

Институт информационных технологий

Кафедра вычислительной техники

### Акт о внедрении

**Результатов диссертационной работы Скрибина Юрия Михайловича**

**На тему «Информационно-измерительная система электростатической локации БПЛА и её алгоритмическое обеспечение» по специальности 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы**

Комиссией в составе: председателя комиссии Платоновой О.В., зав. кафедрой вычислительной техники (ВТ) института информационных технологий (ИИТ) РТУ МИРЭА, к.т.н., доцента; членов комиссии: Лозовского В.В., ученого секретаря кафедры ВТ ИИТ РТУ МИРЭА, доцента кафедры ВТ ИИТ РТУ МИРЭА, к.т.н.; Штрекера Е.Н., доцента ВТ ИИТ РТУ МИРЭА, к.т.н.; Сорокина А.Б., доцента ВТ ИИТ РТУ МИРЭА, к.т.н., доцента; Путуридзе З.Ш., доцента кафедры ВТ ИИТ РТУ МИРЭА, к.ф.-м.н., доцента составлен настоящий акт о том, что следующие научные и практические результаты диссертационной работы Скрибина Ю.М. внедрены в учебный процесс РТУ МИРЭА на кафедре вычислительной техники:

1. Алгоритм цифрового преобразования на основе вейвлет функции Морле.
2. Алгоритм цифрового преобразования на основе рациональной анализирующей функции.

Данные алгоритмы были предложены студентам в рамках дисциплин «Разработка и программирование микропроцессорных систем» и «Разработка программно-аппаратного обеспечения информационных и автоматизированных систем». Помимо этого, представленные алгоритмы используются студентами для обработки сигналов датчиков на компьютерах учебных аудиторий, получающих данные от лабораторных стендов EasyPIC v7, EasyAVR v7 и EasyMX PRO v7 FOR STM32 на основе соответствующих названию микроконтроллеров. Также студентами описывается и реализуется архитектура для возможности использования данных алгоритмов на платах Nexys A7 на основе ПЛИС Artix-7. Данные задания являются заданиями по выбору для лабораторных работ.

Настоящий акт не является основанием для взаимных финансовых расчетов.

Председатель комиссии,  
зав. кафедрой ВТ, к.т.н., доцент

Ученый секретарь кафедры ВТ,  
доцент кафедры ВТ, к.т.н.,

Члены комиссии:  
доцент кафедры ВТ, к.т.н.  
доцент кафедры ВТ, к.т.н., доцент  
доцент кафедры ВТ, к.ф.-м.н., доцент



Платонова О.В.

Лозовский В.В.

Штрекер Е.Н.  
Сорокин А.Б.  
Путуридзе З.Ш.