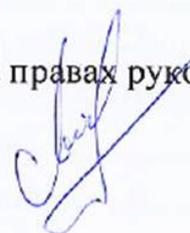


Федеральное государственное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Калининградский государственный технический университет»  
(ФГБОУ ВО «КГТУ»)

На правах рукописи



МАСАЛЬ АНДРЕЙ ВИТОЛЬДОВИЧ

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ  
ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ  
СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МОРСКОЙ ПОДВИЖНОЙ СЛУЖБЫ  
В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ

Специальность 05.26.02 –  
Безопасность в чрезвычайных ситуациях (в морской индустрии)

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель –  
кандидат технических наук,  
профессор Г.А. Грошев

Калининград – 2016

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ПРОБЛЕМА ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ.....	12
1.1. Краткая характеристика систем связи и оповещения МПС.....	12
1.2. Источники непреднамеренных электромагнитных помех и их влияние на функциональную безопасность систем связи и оповещения МПС....	19
1.3. Анализ методов и моделей оценки ЭМС в группировке РЭС.....	30
1.4. Уточнение задач и структурно-логическая схема исследования.....	38
Выводы.....	41
2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ, ОСНОВАННЫХ НА ЧАСТОТНО-ОГРАНИЧЕННЫХ МОДЕЛЯХ ХАРАКТЕРИСТИК РЭС	42
2.1. Сущность предлагаемого подхода к оценке ЭМС.....	42
2.2. Моделирование излучений радиопередающих устройств.....	45
2.2.1. Частотно-ограниченная модель радиоизлучений.....	45
2.3. Моделирование радиоприёмных устройств.....	50
2.3.1. Частотно-ограниченная модель каналов приёма.....	51
2.3.2. Нелинейная модель радиоприёмного устройства.....	56
2.3.3. Определение параметров безынерционного нелинейного устройства.....	58
2.4. Методика оценки ЭМС в группировке РЭС.....	64
2.4.1. Структура оценки ЭМС.....	64
2.4.2. Анализ помех действующих через основной и побочные каналы приёма.....	66
2.4.3. Анализ нелинейных эффектов в радиоприёмном устройстве.....	72
Выводы.....	80
3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ В СОСТАВЕ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА.....	83
3.1. Основной алгоритм оценки ЭМС.....	83
3.2. Этап частотной оценки помех.....	86
3.2.1. Алгоритм расчёта частотных параметров излучений.....	86
3.2.2. Алгоритм расчёта частотных параметров каналов приёма.....	90
3.2.3. Алгоритм определения каналов проникновения помех.....	96
3.3. Этап детальной оценки помех.....	102
3.3.1. Алгоритм энергетической оценки помех.....	102

3.3.2. Алгоритм энергетической оценки помех по каналу проникновения помех по нелинейным эффектам.....	107
3.4. Этап комплексной оценки помех.....	112
3.4.1. Алгоритм анализа помех интермодуляции.....	112
3.5. Реализация алгоритмов оценки ЭМС в составе программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС».....	115
3.5.1. Структура программного комплекса оценки ЭМС РЭС.....	115
3.5.2. Структура базы данных.....	116
3.5.3. Структура классов и методов вычислительных модулей.....	118
3.5.4. Подсистема представления результатов оценки ЭМС.....	122
3.5.5. Характеристика программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС»	125
Выводы.....	131
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЭМС.....	136
4.1. Вычислительный эксперимент.....	136
4.1.1. Эксперимент 1. Моделирование излучений ПРД.....	136
4.1.2. Эксперимент 2. Моделирование каналов приёма ПРМ.....	139
4.1.3. Эксперимент 3. Моделирование входной цепи ПРМ.....	143
4.1.4. Эксперимент 4. Моделирование сценариев воздействия излучений на ПРМ.....	144
4.2. Оценка условий ЭМС группировки РЭС на объектах системы управления движением судов Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт».....	155
4.2.1. Измерение напряжённости электромагнитного поля промышленных радиопомех на объектах системы управления движением судов..	155
4.2.2. Оценка ЭМС группировки РЭС, действующих на объектах системы управления движением судов.....	159
Выводы.....	165
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	167
СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	169
СПИСОК ИСТОЧНИКОВ.....	170
Приложение А. Методика расчета коэффициента связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте канала проникновения помех.	181
Приложение Б. База данных «Тактико-технические данные РЭС».....	196
Приложение В. Копии справок и акта о внедрении результатов исследований..	199
Приложение Г. Копии свидетельств о регистрации программ для ЭВМ.....	204

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** Системы связи и оповещения морской подвижной службы (МПС) представляют собой организационно-техническую основу управления морскими объектами, включая организацию движением судов в прибрежных водах и оперативное управление судами на подходах к портам, обмен и передачу сообщений о бедствии, срочности и безопасности, а также взаимодействие со спасательными службами в чрезвычайных ситуациях.

В условиях ограниченного частотного ресурса и постоянного увеличения числа одновременно функционирующих радиоэлектронных средств (РЭС) на морских судах и в береговом сегменте МПС различные РЭС могут создавать мешающее электромагнитное влияние друг на друга и приводить к сбоям выполнения функций связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях. Таким образом, возникает проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) группировки РЭС, решение которой представляет собой решение задачи оценки и задачи обеспечения ЭМС. При этом информационной основой для разработки мер по обеспечению ЭМС являются результаты оценки ЭМС.

Повышение требований к функциональной безопасности систем связи и оповещения МПС в отношении непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП) приводит к необходимости совершенствования существующих методов и моделей расчёта и прогнозирования условий ЭМС. Решение задачи оценки ЭМС базируется на использовании множества моделей, отражающих физические процессы функционирования и взаимного влияния РЭС. Повышение уровня ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях возможно на основе более детального учёта факторов, обуславливающих формирование электромагнитной обстановки (ЭМО) в точке приёма, приближенной к фактической ЭМО, и оценки воздействия данной ЭМО на функционирование РЭС.

Данная работа посвящена методам и алгоритмом оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, основанных на частотно-

ограниченных моделях характеристик РЭС, а также программным средствам, которые необходимы для её проведения. Решение задачи оценки ЭМС в такой постановке позволяет определить необходимое количество учитываемых радиоизлучений передатчика (ПРД) и каналов приёма приёмника (ПРМ), исходя из заданного уровня ограничения характеристики радиоизлучений ПРД и характеристики избирательности ПРМ, что позволит приблизить результаты моделирования физических процессов взаимного влияния РЭС к реальной ситуации.

Таким образом, задача разработки новых и совершенствования существующих методов и алгоритмов оценки ЭМС, основанных на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС, позволяющих повысить ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, является **актуальной**.

**Целью работы** является повышение электромагнитной совместимости систем связи и оповещения морской подвижной службы в чрезвычайных ситуациях на основе совершенствования методов и алгоритмов её оценки.

Для достижения цели решались следующие **задачи**:

1. Проведён анализ современных систем связи и оповещения морской подвижной службы в чрезвычайных ситуациях;
2. Проведён анализ существующих методов и моделей оценки ЭМС;
3. Рассмотрены возможности модернизации математического описания частотно-ограниченных моделей характеристик РЭС;
4. Разработаны методы и методика оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС, основанных на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС;
5. Рассмотрены вопросы реализации в структуре методики оценки ЭМС системы критериев ЭМС для повышения глубины её оценки;
6. Разработаны алгоритмы оценки ЭМС, основанные на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС;
7. Разработан программный комплекс и реализованы в его составе алгоритмы оценки ЭМС для решения практических задач по оценке ЭМС группировки РЭС;

8. Проведено экспериментальное исследование методов и алгоритмов оценки ЭМС.

**Объект исследования.** Научное обоснование технических мероприятий для предотвращения и минимизации последствий чрезвычайных ситуаций в системах управления объектами морской индустрии.

**Предмет исследования.** Методы и алгоритмы оценки электромагнитной совместимости систем связи и оповещения в чрезвычайных ситуациях подвижных объектов в морской индустрии.

**Методы исследований** основаны на методах аналитического и компьютерного моделирования. Решения задач базируются на известных экспериментальных данных и теоретических основах функционирования и проектирования радиоприёмных и радиопередающих устройств с использованием вычислительного эксперимента и методов численной математики.

**Научная новизна работы** состоит в следующем:

- предложены методы и методика оценки электромагнитной совместимости, основанные на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС, которые учитывают излучения на гармониках и субгармониках, а также каналы приёма, которые образуются при взаимодействии гармоник входного сигнала и гармоник гетеродина;

- разработаны алгоритмы оценки электромагнитной совместимости, которые позволяют идентифицировать излучения и каналы приёма, которые образуют канал проникновения помехи, а также выявлять наиболее опасные излучения и наиболее уязвимые каналы приёма в фактической ЭМО.

**Практическая значимость результатов работы.**

1. Разработан и создан программный комплекс «Анализ ЭМС РЭС МПС», который позволяет производить автоматизированный расчёт ЭМС для реальной группировки РЭС, сосредоточенной на объектах систем связи, адаптированный для получения детальных результатов оценки ЭМС.

2. Разработанные методы и алгоритмы позволяют более точно определять структуру ЭМО в точке приёма по сравнению с известными методами и

алгоритмами оценки ЭМС.

3. Предложенные методы и алгоритмы могут быть использованы в составе геоинформационных систем для автоматизированного проектирования сетей связи, определения зон действия различных видов радиопомех, а также оценки ЭМС территориально рассредоточенной группировки РЭС.

**Внедрение результатов исследований.** Программный комплекс использовался для оценки условий электромагнитной совместимости группировки РЭС на объектах системы управления движением судов Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт», а также используется управлением по Калининградской области филиала ФГУП «Радиочастотный центр центрального федерального округа» в Северо-Западном федеральном округе в рамках технологического процесса поиска и определения источников недопустимого воздействия помех в группировке РЭС на объектах систем связи.

Материалы работы используются в рамках спецкурса «Электромагнитная совместимость» на кафедре «Судовые радиотехнические системы» для пятого курса по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

**Достоверность полученных результатов** подтверждается соответствием теоретических положений и полученных экспериментальных результатов компьютерного моделирования характеристик радиоэлектронных средств и воздействия радиоизлучений на функционирование радиоприёмного устройства, практическим применением и апробацией результатов диссертационной работы.

**Основные результаты работы, выносимые на защиту:**

1. Частотно-ограниченная модифицированная модель радиоизлучений, которая позволяет представлять излучения на гармониках и субгармониках;
2. Частотно-ограниченная модифицированная модель каналов приёма ПРМ, которая позволяет представлять побочные каналы приёма, образующиеся в результате взаимодействия гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина;

3. Методы и методика оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, основанные на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС;

4. Алгоритм оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, основанный на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС и включающий в себя вспомогательные алгоритмы:

- алгоритмы расчёта частотных параметров радиоизлучений ПРД, частотных параметров каналов приёма и входной цепи ПРМ;

- алгоритм определения каналов проникновения помех и идентификации радиоизлучений и каналов приёма, которые их образуют;

- алгоритмы энергетической оценки помех, которые позволяют определить степень опасности радиоизлучений и выявить наиболее уязвимые каналы приёма для различных механизмов воздействия радиоизлучений на ПРМ.

**Апробация результатов работы.** Материалы и результаты диссертационного исследования докладывались на международных, Российских конференциях и форумах: IX Межвузовская научно-техническая конференция «Научно-технические разработки в решении проблем рыбопромыслового флота и подготовки кадров», г. Калининград, 11-12 ноября, 2009; X Межвузовская научно-техническая конференция «Научно-технические разработки в решении проблем рыбопромыслового флота и подготовки кадров», г. Калининград, 21-27 октября, 2010; IX Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 13-16 сентября, 2011; X Юбилейная Международная конференция «Морская индустрия, транспорт и логистика в странах региона Балтийского моря: новые вызовы и ответы», г. Светлогорск, 29-31 мая, 2012; Балтийский морской форум. Секция «Качество и надёжность судовых технических средств и портового оборудования», г. Светлогорск, 28-31 мая, 2013 г; II Балтийский морской форум. Секция «Качество и надёжность судовых технических средств и портового оборудования», г. Светлогорск, 26-30 мая, 2014 г; III Балтийский морской форум. Международная конференция «Морская техника и технологии. Безопасность морской индустрии», г.

Светлогорск, 24-30 мая, 2015.

**Личный вклад автора** заключается в развитии и систематизации элементов теории и методов оценки ЭМС систем связи, разработанных в результате исследований, разработке алгоритмов оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, их реализации в составе программного комплекса, а также апробации и экспериментальном исследовании полученных результатов работы. Автором предложена структура программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС», разработан его интерфейс и программные модули: вычислительные модули, в которых реализован основной и вспомогательные алгоритмы оценки ЭМС; модуль представления детализированных результатов оценки ЭМС; база данных «Тактико-технические данные РЭС»; модуль запросов, в которых реализованы алгоритмы запросов к базе данных для информационного обеспечения вычислительных модулей.

**Публикации.** Основные результаты работы опубликованы в 14 научных работах, среди которых 3 публикации в изданиях, рекомендованных ВАК Министерства образования и науки Российской Федерации, 9 статей в других изданиях и 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

**Структура и объём диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка сокращений, библиографического списка, включающего 100 наименований, и 4 приложений. Диссертация содержит 205 страниц, в том числе 25 страниц приложений, 82 рисунка, 40 таблиц. В приложении представлены копии справок и акта о внедрения результатов диссертационной работы, копии свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ.

**Во введении** обоснована актуальность темы, определены цели и решаемые в работе задачи исследования, показана практическая значимость и применение результатов работы, сформулированы основные результаты работы, выносимые на защиту.

**Первая глава** посвящена исследованию проблемы ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях. Дана краткая характеристика систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях. Проведён анализ

характеристик источников и рецепторов непреднамеренных электромагнитных помех, а также анализ влияния помех на функционирование систем связи и оповещения МПС. Проведён библиографический обзор и сравнительный анализ работ в области оценки ЭМС, анализ теории и практики применения методов и моделей оценки ЭМС. Представлена структурно-логическая схема исследований, в которой конкретизируются задачи исследования.

Содержание **второй главы** посвящено разработке методов и методики оценки ЭМС на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС. Дается характеристика сущности предлагаемого подхода к оценке ЭМС. Предлагаются модифицированная модель характеристики радиоизлучений ПРД, модифицированная модель частотной избирательности ПРМ, модель избирательности входной цепи (ВЦ) ПРМ. Предлагается методика оценки ЭМС на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС. Рассматриваются методы определения параметров частотной модели излучений (ЧМИ), частотной модели каналов приёма (ЧМКП), частотной модели ВЦ ПРМ, а также методы определения необходимого количества излучений и каналов приёма, которые будут учитываться в расчётах ЭМС. Представлена обобщённая схема оценки ЭМС. Предлагаются методы определения каналов проникновения помех (КПП) и каналов проникновения помех по нелинейным эффектам (КППНЭ). Рассматриваются вопросы энергетической оценки помех и оценки нелинейных эффектов блокирования и интермодуляции в ПРМ.

**Третья глава** посвящена разработке алгоритмов оценки ЭМС на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС и их реализации в составе программного комплекса. Представлен основной алгоритм оценки ЭМС. Представлены вспомогательные алгоритмы для этапов частотной оценки помех, детальной и комплексной оценки помех.

Представлена структура программного комплекса. Рассмотрены вопросы разработки базы данных и предложена её структура. Рассматриваются вопросы реализации вычислительных модулей и структура классов и методов, на основе которых реализованы вычислительные модули. Предложена система вывода и

отображения детальных результатов оценки ЭМС. Дана характеристика интерфейса программного комплекса и его возможностей.

**Четвёртая глава** посвящена экспериментальному исследованию методов и тестированию алгоритмов оценки ЭМС. Приводятся результаты вычислительного эксперимента по моделированию излучений, каналов приёма, а также результаты моделирования различных сценариев воздействия излучений на ПРМ. Представлены результаты практического применения программного комплекса для оценки ЭМС реальной группировки РЭС на объектах системы управления движением судов Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт».

В заключении подводятся итоги проделанной работы.

# 1. ПРОБЛЕМА ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ

## 1.1. Краткая характеристика систем связи и оповещения МПС

Морская подвижная служба (МПС) предназначена для [1]: обеспечения безопасности мореплавания и охраны человеческой жизни на море, обеспечения оперативно - диспетчерского руководства работой флота, экспедиций и организаций, связанных с эксплуатацией морских судов, передачи данных для автоматизированных систем управления; обмена корреспонденцией. На рисунке 1.1 представлены станции, с которыми береговым станциям МПС разрешается осуществлять радиосвязь для решения перечисленных задач.



Рисунок 1.1 – Радиосвязь и обмен информацией береговых станций МПС

В МПС выделяют следующие типы станций: судовая станция, береговая станция, портовая станция, лоцманская станция, станция воздушного судна, станция спасательно-координационного центра.

Особое место занимают береговые станции систем обеспечения безопасности мореплавания: система управления движением судов (СУДС); глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности (ГМССБ); система судовых сообщений (ССС); автоматизированная идентификационная система (АИС), входящая в состав СУДС.

### *Система управления движением судов*

СУДС предназначены для повышения уровня безопасности мореплавания и эффективности судоходства, охраны жизни на море, защиты окружающей среды от возможных аварий. На рисунке 1.2 представлены основные виды СУДС в зависимости от района их действия [6].

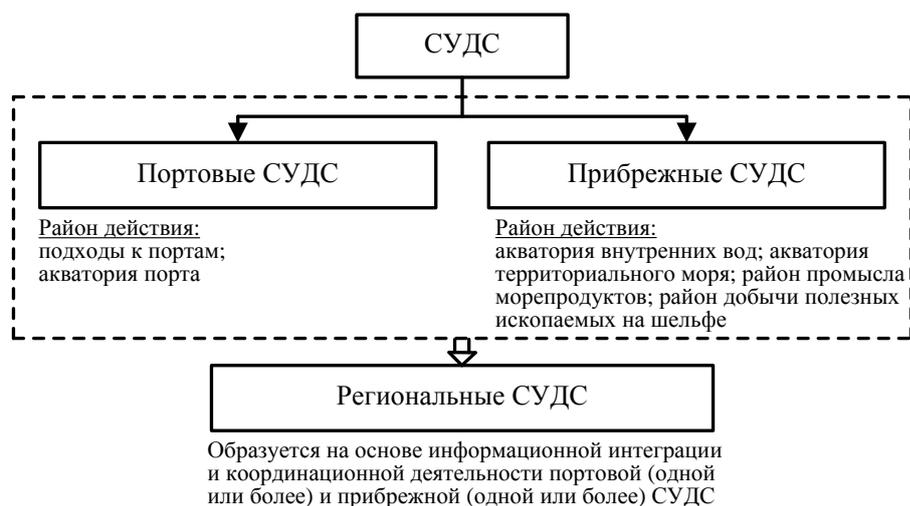


Рисунок 1.2 – Виды СУДС в зависимости от района их действия

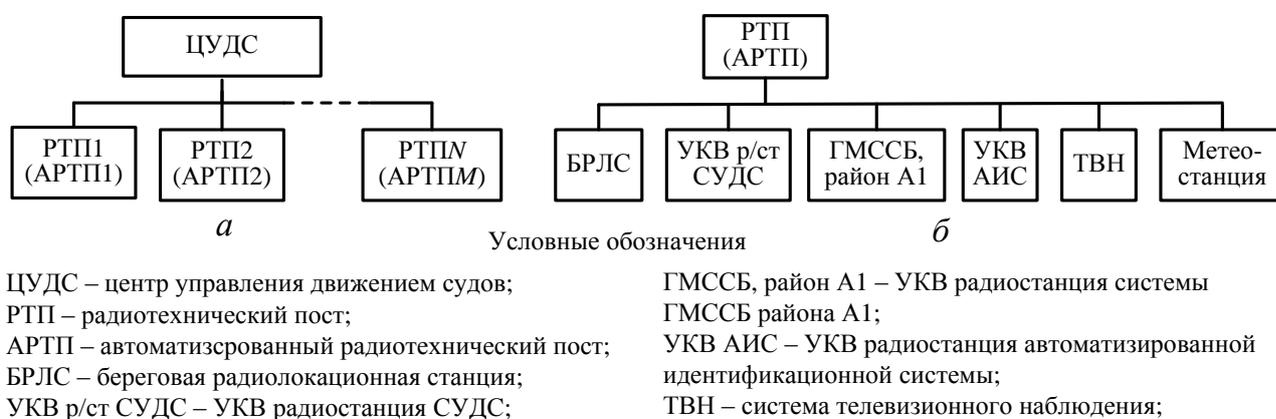


Рисунок 1.3 – Структура СУДС

Портовые и прибрежные СУДС в зависимости от размеров района действия, количества РТП и состава оборудования могут быть СУДС высшей, 1-й и 2-й категорий.

Структура СУДС, представленная на рисунке 1.3, включает в себя: подсистему сбора информации; подсистему дистанционного управления и передачи информации; подсистему обработки и отображения информации; подсистему связи.

Подсистема сбора информации состоит из технических средств, рисунок 1.3.б, которые обеспечивают получение информации о фактическом состоянии акватории. Подсистема дистанционного управления и передачи информации характерна для автоматизированных СУДС, в которых используются автоматизированные радиотехнические посты (АРТП). Связь между АРТП и центром управления движением судов (ЦУДС) осуществляется посредством

радиорелейных линий, либо волоконно-оптических линий связи. Подсистема отображения и обработки информации выполняет первичную и вторичную обработку информации от всех береговых радиолокационных станций, телевизионного наблюдения, транспондеров автоматической идентификационной системы (АИС), метеостанций, осуществляет анализ навигационной обстановки, отображает обстановку на средствах индикации. Подсистема связи обеспечивает непосредственную связь судна с оператором СУДС. Береговые станции ОВЧ радиосвязи покрывают район действия портовой и прибрежной СУДС. Для этого может использоваться несколько ОВЧ береговых станций.

### ***Автоматическая идентификационная система***

АИС предназначена для повышения уровня безопасности мореплавания, защиты окружающей среды, повышения эффективности использования СУДС посредством выполнения следующих функций: предупреждение столкновений в режиме «судно-судно»; использование АИС, как средства для получения береговыми службами информации о судне и его грузе; использование АИС, как инструмента СУДС в режиме «судно-берег». Структура АИС представлена на рисунке 1.4.

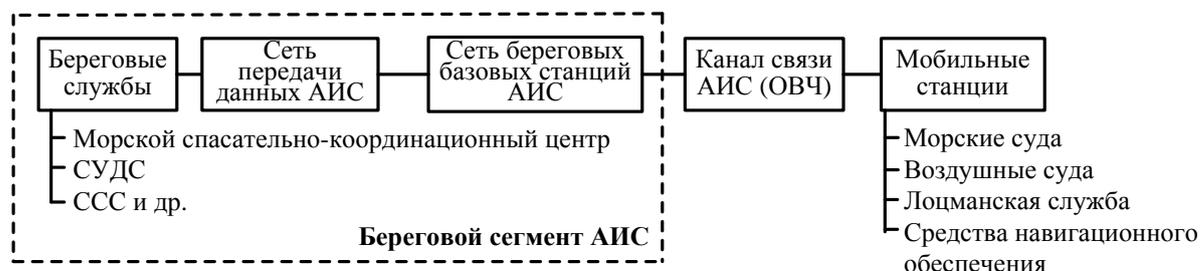


Рисунок 1.4 – Структура АИС

В системе АИС используется метод многостанционного доступа с временным разделением [67] в полосе ОВЧ МПС. По ОВЧ каналу связи передаются все необходимые навигационные параметры судна и информация о судне.

Береговой сегмент АИС включает в себя следующие основные элементы. Береговые станции и, при необходимости, репитеры. Сеть передачи данных АИС, которая связывает береговые станции с береговыми службами и позволяет

распределить данные между необходимыми береговыми службами. Оборудование, посредством которого в береговых службах отображается информация АИС, а также формируются сообщения, которые необходимо передать через сеть береговых станций и канал связи АИС мобильным станциям. Береговые станции могут быть соединены между собой посредством радиорелейных линий, либо волоконно-оптических линий связи.

### ***Глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности***

Система ГМССБ предназначена для того, чтобы в максимально короткие сроки поисково-спасательные организации и суда, которые находятся в районе бедствия, были оповещены об аварии и могли принять участие в спасательных операциях. Также система ГМССБ обеспечивает передачу и приём срочных сообщений, которые относятся к безопасности мореплавания [81]. Обобщённая структура ГМССБ представлена на рисунке 1.5.

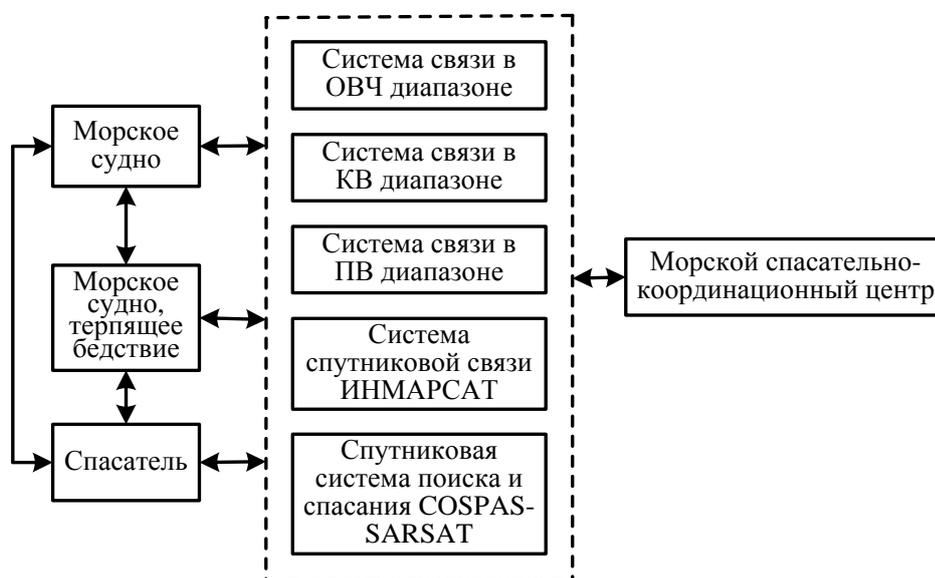


Рисунок 1.5 – Обобщённая структура ГМССБ

В системе ГМССБ весь мировой океан подразделяется на районы четырёх типов в зависимости от дальности действия технических средств [81], таблица 1.1.

Таблица 1.1 – Морские районы ГМССБ

Морской район	Зона действия морского района
A1	Определяется рабочей зоной, по крайней мере, одной ОВЧ радиостанции (156-174 МГц). Возможность цифрового избирательного вызова (ЦИВ) (до 50 морских миль).
A2	Зона действия, исключая район А1, определяется, по крайней мере, одной береговой радиостанцией диапазона промежуточных волн (1,605-4 МГц). Обеспечивает передачу сообщений о бедствии с использованием ЦИВ (до 150 морских миль).
A3	Зона действия, исключая районы А1 и А2, обеспечивается действием геостационарных спутников системы спутниковой связи ИНМАРСАТ. Обеспечивает постоянную возможность оповещения о бедствии (между 70° с. ш. и 70° ю. ш.).
A4	Зона действия находится за пределами районов А1, А2 и А3.

### Система судовых сообщений

Системы судовых сообщений предназначены для обеспечения безопасности человеческой жизни на море, повышения безопасности мореплавания и защиты морской среды [39]. Для решения данных задач, используются полученные сообщения в качестве информационного обеспечения других специализированных структур, которые решают соответствующие задачи [39]. Типы ССС и районы их действия показаны на рисунке 1.6.

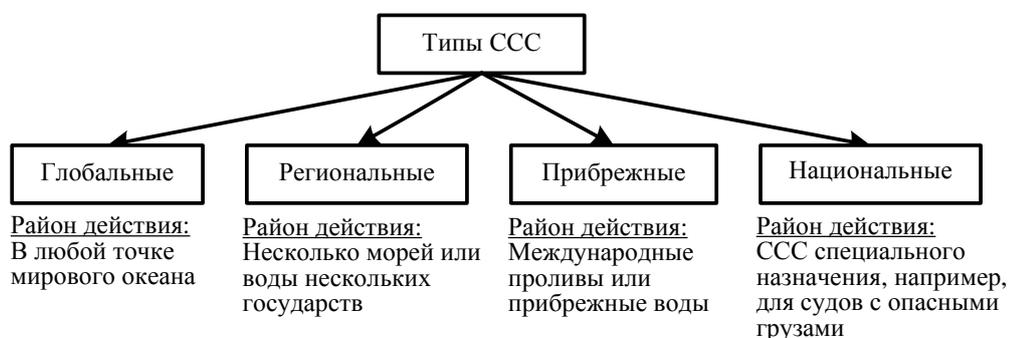


Рисунок 1.6 – Типы и районы действия ССС

В национальных и прибрежных ССС для связи судов с береговым центром, как правило, используется радиотелефония ОВЧ диапазона, рисунок 1.7.



Рисунок 1.7 – Структура ССС

Современные технологии позволяют реализовать передачу необходимых сообщений судном, которое находится в зоне действия ССС, в автоматическом режиме. Такая реализация возможна с использованием автоматических транспондеров системы АИС – передачи сообщений ЦИВ в ОВЧ диапазоне. Береговая сеть прибрежных ССС может быть сформирована на основе ОВЧ радиостанций системы ГМССБ района А1, которые функционируют на основе голосовой радиосвязи. Региональные и глобальные ССС используют радиосвязь в ПВ, КВ, а также ОВЧ диапазонах. Сообщения в ССС могут передаваться в оперативный центр СУДС, либо непосредственно в собственную службу.

Следует отметить, что практически судно одновременно участвует в нескольких системах безопасности мореплавания. ОВЧ радиостанции некоторых систем, как правило, имеют перекрывающиеся, либо одинаковые зоны обслуживания. Также центры управления различных береговых служб могут находиться в едином центре, например ЦУДС и центр управления ГМССБ (МСКЦ). Это обуславливает общую инфраструктуру основных подсистем - транспортной подсистемы и подсистемы береговых радиостанций, а также единые объекты связи, на которых располагаются РЭС различных систем обеспечения безопасности мореплавания.

В таблице 1.2 представлены ОВЧ диапазоны частот морской подвижной службы, используемые в перечисленных системах обеспечения безопасности мореплавания, с учётом таблицы распределения частот между радиослужбами Российской Федерации и решений государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) [68,69].

На территории РФ также используются полосы радиочастот 300-308 МГц и 336-344 МГц для радиоэлектронных средств речного флота на внутренних водных путях (ВВП) [70], таблица 1.3.

Полосы частот, представленные в таблице 1.2 и таблице 1.3, относятся к категории совместного использования и в соответствии с требованиями решений ГКРЧ для использования РЭС в данных полосах частот необходима оценка электромагнитной совместимости заявляемых РЭС с действующими и

планируемыми РЭС.

Таблица 1.2 – Распределение полос частот МПС

№	Диапазоны (номиналы) частот, МГц	Основное назначение	Дополнительное использование
1	156,0125 - 158,0125; 160,6125 - 162,0375	Береговые и судовые радиостанции морской подвижной службы; береговые и судовые радиостанции на внутренних водных путях.	РЭС фиксированной и сухопутной подвижной служб технологических сетей связи
2	156,525 (70-й канал)  156,4875 - 156,5125; 156,5375 - 156,5625	Международная частота бедствия, безопасности и вызова в морской подвижной радиослужбе, использующей цифровой избирательный вызов. Защитные полосы международной частоты 156,525 МГц (70-й канал)	Может также использоваться для целей поиска и спасания пилотируемых космических кораблей
3	156,8 (16-й канал)  156,7625 - 156,7825; 156,8125 - 156,8375	Международная частота бедствия и вызова в морской подвижной службе (радиотелефония). Защитная полоса международной частоты 156,8 МГц (16-й канал);	Может также использоваться для целей поиска и спасания пилотируемых космических кораблей
4	156,7625 - 156,7875; 156,8125 - 156,8375; 161,9625 - 161,9875; 162,0125 - 162,0375	Для использования РЭС автоматической идентификационной системой (АИС) в зонах морских портов, морского побережья, в устьевых участках рек и на внутренних водных путях РФ.	

Таблица 1.3 – Распределение полос частот для внутренних водных путей

№	Диапазоны (номиналы) частот, МГц	Назначение
1	300,0125 - 300,5125; 336,0125 - 336,5125	РЭС речного флота на внутренних водных путях страны в пределах координационной зоны, а также для создания радиальных и радиально-зоновых систем подвижной и фиксированной радиосвязи, в том числе для обеспечения связи в звене «судно-судно» и «судно-берег» без согласования с Минобороны России.
2	300,2	Частота бедствия, безопасности и вызова для радиотелефонии на внутренних водных путях страны.
3	307,025 - 307,4625; 343,025 - 343,4625	Технологическая железнодорожная радиосвязь вне Европейской части России с использованием дуплексных радиостанций.
4	307,025 - 308; 343,025 - 344	Системы беспроводного доступа, а также радиоудлинители телефонных каналов связи в выделенных телефонных сетях и в сетях телефонной связи общего пользования для связи со стационарными и подвижными абонентами в пригородных районах краевых, областных и республиканских центров, в районных центрах, посёлках и сельских районах по согласованию с Минобороны России.

## **1.2. Источники непреднамеренных электромагнитных помех и их влияние на функциональную безопасность систем связи и оповещения МПС**

Функциональная безопасность представляет собой отсутствие недопустимого риска причинения вреда, связанного с нарушением функционирования технического средства, включая возможное предсказуемое неправильное использование [16], и является частью полной безопасности в отношении воздействия различных факторов окружающей среды – климатических, механических, электромагнитных. Воздействие непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП) может вызвать нарушение требований электромагнитной совместимости (ЭМС) и привести к сбоям выполнения функций радиосвязи МПС. Таким образом, возникает риск причинения вреда, связанного с нарушением функциональной безопасности, обусловленной нарушением условий ЭМС. На этапах частотно-территориального планирования, установки (монтажа), а также эксплуатации РЭС МПС необходимо анализировать опасности и последствия рисков, связанных с воздействием НЭМП, принимая во внимание следующие вопросы.

Диапазон УКВ является одним из наиболее используемых участков радиочастотного спектра. В данном диапазоне функционируют радиоэлектронные средства (РЭС) аналогового и цифрового звукового и телевизионного вещания, РЭС систем охранной сигнализации, создаются новые и расширяются существующие сети технологического назначения, а также выделенные сети связи. В связи с этим динамично меняются количественные характеристики НРП в отношении систем связи и оповещения МПС.

Архитектура радиоприёмных устройств (РПМ) систем связи МПС, как правило, является супергетеродинной. Наряду с достоинствами такого подхода одним из недостатков является наличие побочных каналов приёма. Побочные каналы приёма существенно расширяют диапазон частот ( $0,1f_R \leq f_{\Pi} \leq 10f_R$ ,  $f_R$  – частота приёма) потенциальных источников НЭМП, которые могут проникать на выход тракта промежуточной частоты и снижать качество функционирования РЭС.

В соответствии с решениями ГКРЧ [68,69] полосы частот 156,0125 – 158,0125 МГц и 160, 6125 – 162,0375 МГц выделены как для береговых и судовых станций МПС, так и для береговых и судовых станций на внутренних водных путях. В зонах морских портов и морского побережья весь частотный ресурс отводится РЭС МПС. Однако, ввиду географии взаимного расположения водных путей и морского побережья, а также относительного расположения морских портов и объектов гидросооружений, могут создаваться условия, при которых РЭС сетей связи МПС и внутренних водных путей могут оказаться источниками (рецепторами) НЭМП не только в диапазонах частот МПС, но и за их пределами. В случаях, когда побочные излучения на гармониках (субгармониках) попадают в полосу частот побочных каналов приёма.

РЭС МПС используются в различных системах обеспечения безопасности мореплавания: система управления движением судов; глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности; система судовых сообщений; автоматизированная идентификационная система в зонах морских портов, морского побережья, в устьевых участках рек и на внутренних водных путях Российской Федерации. Необходимо учитывать, что РЭС различных систем безопасности зачастую располагаются на одних и тех же антенно-мачтовых сооружениях, либо других объектах связи, что может стать причиной возникновения мощных НЭМП со стороны РЭС той или иной системы связи. Здесь же необходимо учитывать, что в нижней части УКВ диапазона – ОВЧ диапазона (30...300 МГц) значительную часть нарушений ЭМС при воздействии НЭМП составляют интермодуляционные помехи.

Индустриальные радиопомехи (ИРП) – радиопомехи, которые создаются электрическими или электронными устройствами [21]. К ИРП не относятся излучения, создаваемые ВЧ трактами передатчиков. Технические средства, применяемые в промышленных зонах, в производственных зонах, предприятия на выделенных территориях, а также оборудование и аппаратура, установленные на береговых объектах со станциями МПС, являются источниками ИРП. Радиоприёмные устройства береговой, портовой станции, а также станции

спасательно-координационного центра могут быть подвержены влиянию со стороны данных источников ИРП - от незаметного снижения качества до срыва связи. Путь проникновения ИРП через антенный вход ПРМ в полосе основного канала приёма является основным. Поэтому при планировании береговых станций целесообразно оценить фактические уровни ИРП в предполагаемых местах установки РЭС систем связи МПС, а оценку ЭМС проводить с учётом полученных уровней ИРП.

Радиоэлектронное средство функционирует в условиях реальной электромагнитной обстановки (ЭМО) и осуществляет собственный вклад в формирование ЭМО для других РЭС. Для систем радиосвязи ЭМО определяется совокупностью излучений РЭС, излучений естественных и искусственных источников, которые не принадлежат РЭС, в месте расположения антенн этих систем радиосвязи. Формирование ЭМО непреднамеренными излучениями источников различного происхождения в месте расположения антенны РЭС представлено на рисунке 1.8.

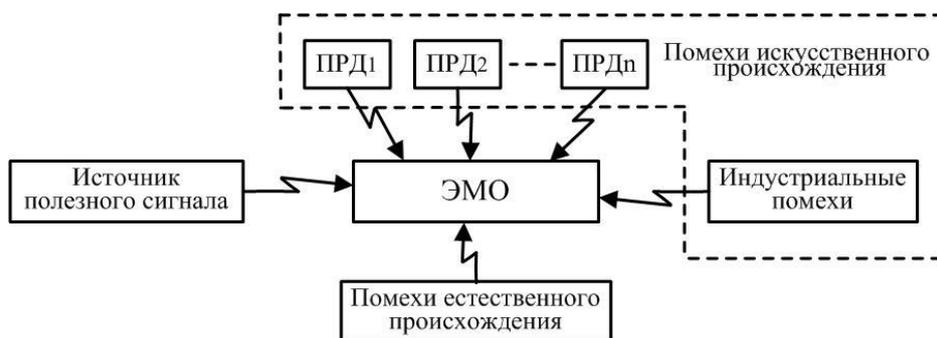


Рисунок 1.8 – Формирование ЭМО

Для обеспечения функциональной безопасности РЭС МПС необходимо определить возможные потенциальные источники НЭМП с учётом фактических характеристик, состава и функционального назначения планируемой РЭС береговой станции МПС. На рисунке 1.9 представлена схема этапов обеспечения функциональной безопасности РЭС береговых станций МПС в отношении НЭМП, полученная на основе требований ГОСТ Р 51317.1.1-2007 [16].

На выходе антенны ПРД кроме основного излучения присутствуют также нежелательные излучения, рисунок 1.10. Основное излучение (ОИ) предназначено для передачи полезного сигнала с требуемой скоростью и качеством в

необходимой полосе частот [19]. Внеполосные излучения (ВИ) непосредственно примыкают к ОИ и появляются в результате модуляции сигнала. Внеполосные сигнальные излучения являются результатом модуляции несущей информационным сигналом, внеполосные шумовые – результатом модуляции несущей шумом ПРД.



Рисунок 1.9 – Этапы обеспечения функциональной безопасности РЭС МПС

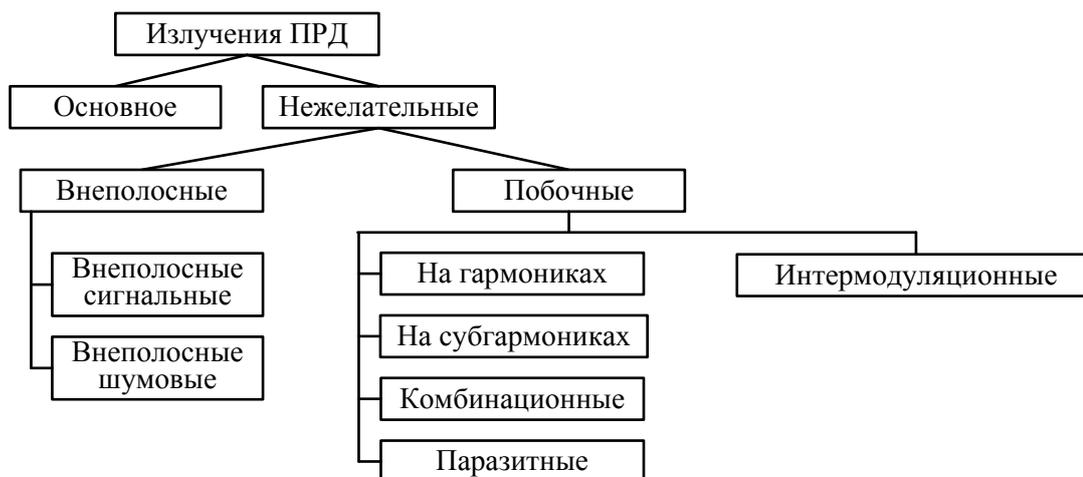


Рисунок 1.10 – Классификация излучений ПРД

К побочным излучениям (ПИ) относятся излучения на гармониках и субгармониках основной частоты, комбинационные, паразитные и

интермодуляционные излучения. ПИ возникают в результате любых нелинейных процессов в тракте формирования высокочастотных сигналов ПРД, кроме процесса модуляции. Граница, определяющая частотную область для ВИ и ПИ, определяется в рекомендациях [66,94], а также в отечественных нормах [56]. В рекомендациях МСЭ [93] выделяют пять типов интермодуляции, которые могут возникать в ПРД. Особенно опасной является интермодуляция третьего типа – интермодуляция между ПРД, антенны которых расположены близко друг к другу, либо когда два и более ПРД работают на общую антенну. В данной работе внимание уделяется в первую очередь собственным излучениям ПРД.

Электромагнитная совместимость РЭС при воздействии НЭМП обеспечивается, если сохраняется необходимое качество функционирования  $Q$  в пределах определённой, гарантируемой зоны обслуживания. Электромагнитная совместимость обеспечивается, если  $Q \geq Q_{\text{доп}}$ , рисунок 1.11.

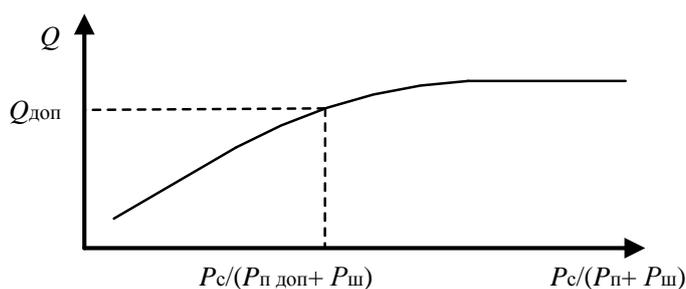


Рисунок 1.11– Качество функционирования РЭС

Качество функционирования зависит от отношения  $c/(п+ш)$  на выходе ПРМ. При воздействии на РЭС береговой станции НЭМП уменьшается отношение  $c/(п+ш)$  на выходе ПРМ и, как следствие, уменьшается зона обслуживания береговой станции. При этом необходимо учитывать приращение мощности помех на выходе ПРМ от основного, внеполосного излучения или побочных излучений ПРД, проникающих через основной или побочные каналы приёма. Необходимо также учитывать воздействие излучений, не соответствующих частотам основного и побочных каналов приёма, на входную часть ПРМ (усилитель радиочастоты, смеситель). В данном случае возможно проявление нелинейных эффектов блокирования и интермодуляции. Эффект блокирования проявляется в уменьшении отношения  $c/(п+ш)$  на выходе ПРМ. Результатом

эффекта интермодуляции является приращение мощности продуктов интермодуляции к совокупному сигналу помех на выходе ПРМ, что также влечёт уменьшение отношения  $s/(п+ш)$  [47]. На рис.1.12 представлено возможное уменьшение зоны обслуживания границ морского района А1 при воздействии НЭМП, обеспечиваемых береговыми станциями системы ГМССБ, расположенными на мысе Таран и в п. Синявино Калининградской области [33].

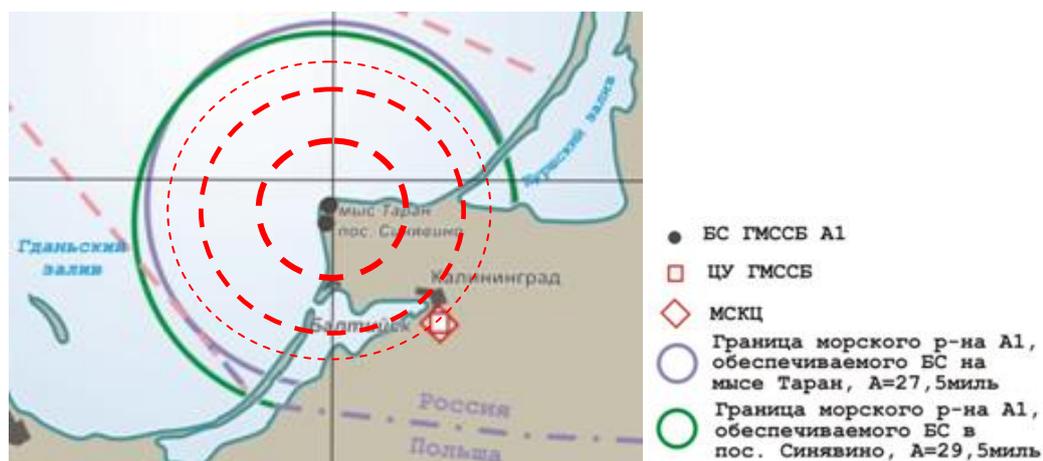


Рисунок 1.12 – Границы морского района А1 системы ГМССБ

Для обеспечения функциональной безопасности РЭС МПС можно провести анализ надёжности в отношении влияния НЭМП для определения опасностей применительно к различным эффектам и соответствующим элементам фактических РЭС. Наиболее приемлемым методом анализа функциональной безопасности при воздействии НЭМП является анализ дерева неисправностей [16,17]. На рисунке 1.13 представлен анализ дерева неисправностей РЭС при воздействии НЭМП.

При определении потенциальных источников НЭМП необходимо учитывать, что современные РЭС МПС имеют архитектуру супергетеродинного ПРМ, для которой характерно наличие побочных каналов приёма (ПКП) в широком диапазоне частот. При этом, как правило, в различных ПРМ МПС используется двойное преобразование частоты. При втором преобразовании число комбинационных каналов возрастает, т.к. образование побочных каналов происходит уже с участием не только частот сигнала, помехи и гетеродина, но и частот, которые являются результатом преобразования в первом смесителе.

Так как после первого преобразования используются фильтры промежуточной частоты с высокой избирательностью, то образование комбинационных каналов приёма обусловлено преимущественно первым преобразованием. На рисунке 1.14 представлена обобщённая схема супергетеродинного (СПГ) ПРМ с одним преобразованием частоты.

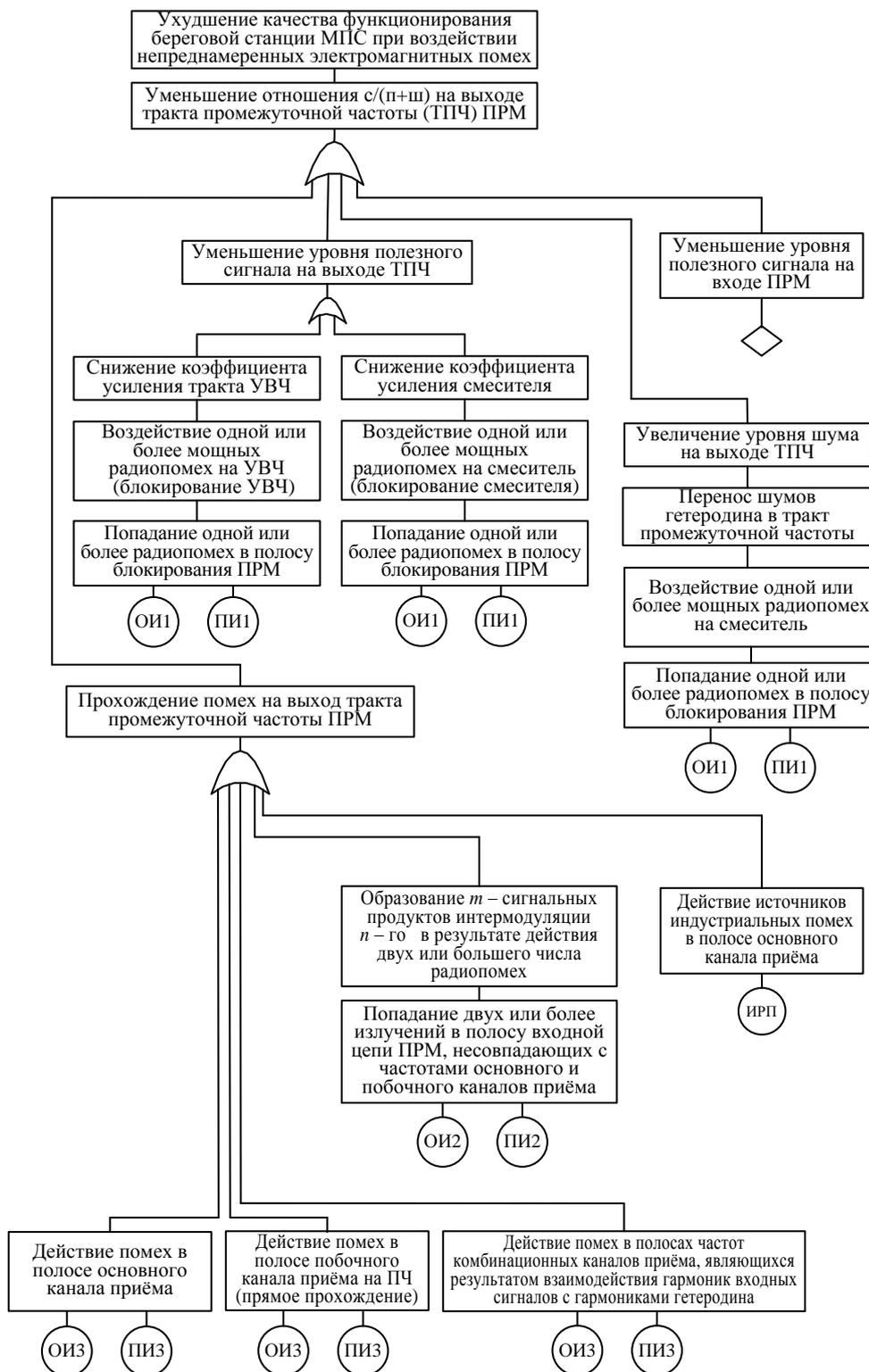
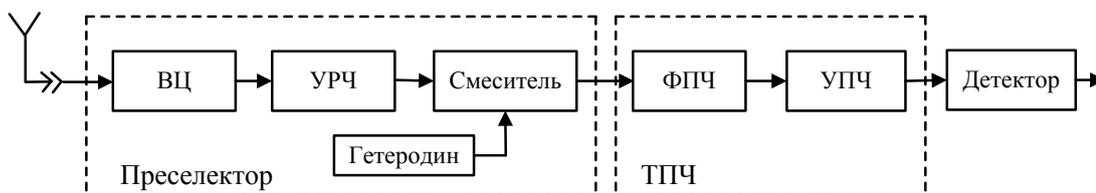


Рисунок 1.13 – Анализ дерева неисправностей РЭС при воздействии НЭМП



ВЦ – входная цепь; УРЧ – усилитель радиочастоты;  
 ФПЧ – фильтр промежуточной частоты; УПЧ – усилитель промежуточной частоты;  
 ТПЧ – тракт промежуточной частоты.

Рисунок 1.14 – Схема супергетеродинного ПРМ

Преселектор осуществляет предварительную избирательность и усиление. В тракте промежуточной частоты (ТПЧ) осуществляется основная избирательность и усиление сигнала.

На рисунке 1.15 предлагается классификация каналов приёма СПГ ПРМ. Основной канал приёма (ОКП) предназначен для приёма полезного сигнала. Соседние каналы приёма (СКП) появляются на частотах, которые не совпадают с частотами ОКП и ПКП.

Помеха, которая попадает в полосу промежуточной частоты, при достаточно сильном уровне, может достичь тракта промежуточной частоты. В ТПЧ данная помеха усилится, после чего может стать сопоставимой с уровнем полезного сигнала, который поступает с выхода смесителя.

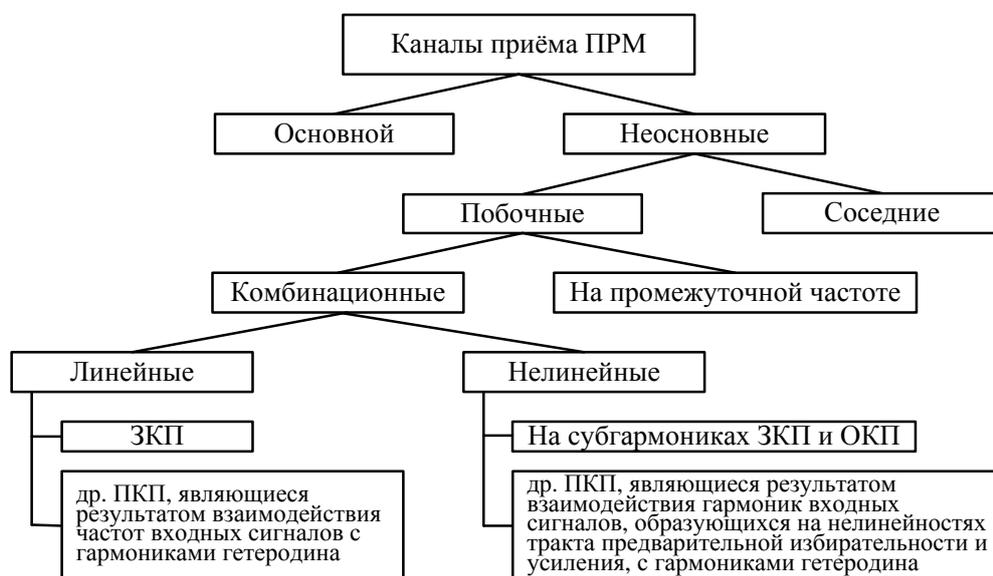


Рисунок 1.15 – Классификация каналов приёма СПГ ПРМ

Комбинационные ПКП являются результатом взаимодействия частот входных сигналов с гармониками гетеродина и представляются линейными (ЛПКП) и нелинейными побочными каналами приёма (НПКП). ЛПКП образуются

в результате взаимодействия частот входных сигналов с гармониками гетеродина. НПКП являются результатом взаимодействия гармоник входных сигналов с гармониками гетеродина. Наиболее опасным ЛПКП является зеркальный канал приёма (ЗКП) относительно ОКП. Для любой гармоники гетеродина существуют два ЗКП друг относительно друга, каждый из которых отстоит от гармоники гетеродина на величину промежуточной частоты. Уровень восприимчивости по таким каналам приёма с увеличением номера гармоники гетеродина уменьшается. Наиболее опасными НПКП являются каналы приёма, являющиеся субгармониками ОКП или ЗКП. Если уровень входного помехового сигнала достаточно велик и его частота по значению является субгармоникой ОКП или ЗКП, то образующиеся при этом гармоники входного сигнала, взаимодействуя с частотой гетеродина, будут преобразованы в полосу ОКП и появятся на выходе ПРМ. С увеличением номера гармоники входного сигнала восприимчивость по образующимся НПКП существенно уменьшается.

Для частот побочных каналов приёма в общем случае можно записать [32]:

$$f_{кп} = \left| \frac{t \cdot f_r \pm f_{пч}}{q} \right|, \quad (1.1)$$

где

$f_r$  – частота гетеродина ПРМ;

$t$  – номер гармоники гетеродина;

$q$  – номер гармоники входного сигнала;

$f_{пч}$  – промежуточная частота ПРМ.

На рис.1.16 представлена зависимость восприимчивости СПГ ПРМ от частоты ПКП.

Как правило, при оценке ЭМС во внимание принимаются ПКП, образованные только гармониками гетеродина ( $q = 1, t = 1,2,3\dots$ ), т.к. имеют наибольший уровень восприимчивости. При оценке ЭМС на объектах систем связи целесообразно принимать во внимание ПКП более высокого порядка.

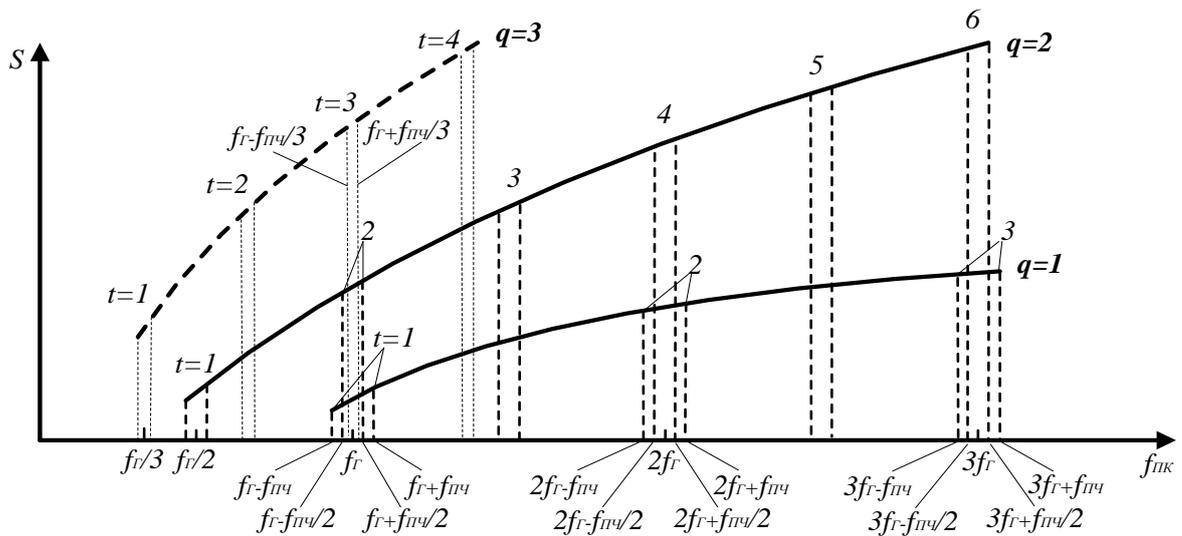


Рисунок 1.16 – Восприимчивость побочных каналов приёма СПГ ПРМ

При малых уровнях полезного и мешающего сигналов ПРМ работает в линейном режиме и его избирательные свойства описывает односигнальная характеристика частотной избирательности (ХЧИ). При этом ПРМ рассматривается как линейное устройство. Одновременно с полезным сигналом на вход ПРМ могут поступать интенсивные мешающие сигналы, которые способны вызвать нелинейные эффекты в ПРМ: блокирование, интермодуляцию. Эти эффекты возникают из-за недостаточной избирательности входных цепей и нелинейности усилителя радиочастоты ПРМ, нелинейности смесителя. Меру линейности ПРМ определяет его динамический диапазон, представляющий собой диапазон уровня входного сигнала, в пределах которого ПРМ является линейным. «Снизу» динамический диапазон ПРМ ограничен уровнем реальной или пороговой чувствительности, а сверху уровнем, при котором проявляются нелинейные эффекты.

В случае блокирования ПРМ помеха на выход ТПЧ не проходит, а само блокирование проявляется в виде изменения отношения с/ш или с/(п+ш) на выходе ТПЧ [5]. Такие изменения происходят из-за снижения коэффициента усиления тракта УРЧ при блокировании УРЧ или смесителя при блокировании смесителя, в результате чего уменьшается уровень полезного сигнала на выходе ТПЧ.

При блокировании смесителя, помимо уменьшения амплитуды полезного сигнала, возможен эффект переноса шумов гетеродина в тракт промежуточной частоты, в результате чего на выходе ТПЧ увеличивается уровень шумов ПРМ.

Уменьшение отношения с/ш на выходе ТПЧ происходит также из-за приращения мощности интермодуляционных продуктов к совокупному сигналу помех. Интермодуляция в ПРМ проявляется в возникновении помех на новых частотах на выходе ТПЧ при действии на входе ПРМ двух или более помех на частотах, которые не попадают в полосу ОКП и ПКП. Уровень помех интермодуляции зависит от избирательности входных цепей ПРМ, а также от амплитуды действующих сигналов и от вида нелинейности устройства, на которое действуют помехи. Если на вход УРЧ поступают два или более интенсивных помеховых сигнала, то на его выходе появляются интермодуляционные частоты вида  $f_{\text{ИМ}} = |n_1 f_{\text{П1}} + n_2 f_{\text{П2}} + n_3 f_{\text{П3}} + \dots|$ . Если интермодуляционные частоты попадают в полосу пропускания приёмника, то на его выходе будет приращение мощности интермодуляционных продуктов к совокупному уровню помех. Чем ближе частоты, образующие интермодуляционную частоту, к частоте настройке ПРМ, тем больше значение интермодуляционного продукта.

Для учёта ИРП необходимо учитывать их фактические уровни в предполагаемых местах установки антенн РЭС МПС. Наиболее остро данный вопрос стоит для портовых станций, станций спасательно-координационного центра, либо для других береговых станций МПС, которые устанавливаются недалеко от городской, промышленной зоны. Для определения фактического уровня мощности ИРП целесообразно проводить натурные измерения в предполагаемых местах установки РЭС береговых станций систем связи и оповещения МПС, а полученные результаты учитывать при проведении оценки ЭМС.

### 1.3. Анализ методов и моделей оценки ЭМС в группировке РЭС

Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств – способность РЭС одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с заданным качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим РЭС [19].

В основе решения задачи оценки ЭМС лежит схема, представленная на рисунке 1.17.

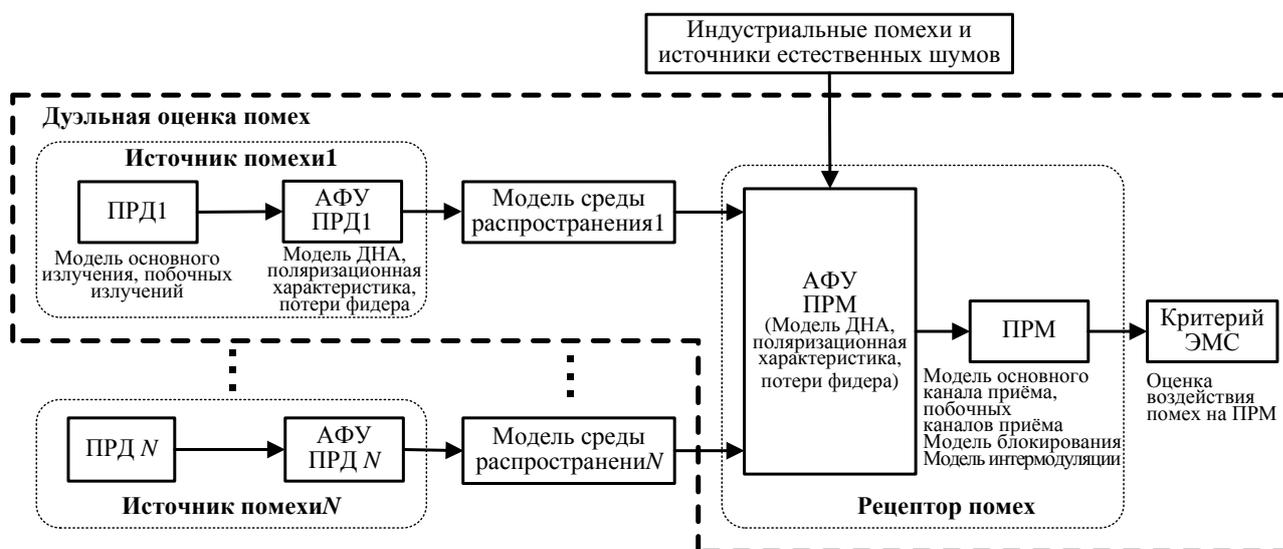


Рисунок 1.17 – Схема анализа ЭМС группировки РЭС

Для решения задачи анализа ЭМС можно выделить детерминированный и статистический подходы. Статистическому подходу посвящены работы [2,3,4,35,36,49,50,51,57,74,76]. При использовании статистических моделей и подхода к оценке ЭМС задаются статистические распределения частоты, мощности излучений, координат местоположения, характеристики направленности антенн и др. По заданным статистическим распределениям параметров РЭС определяется статистическая ЭМО и производится оценка воздействия данной ЭМО на функционирование систем и средств связи. Статистический подход позволяет определить вероятность выполнения заданных критериев ЭМС РЭС.

Применение статистического подхода оправдано для больших совокупностей РЭС, рассредоточенных на больших территориях, а также для

совокупности РЭС со сложными процессами взаимодействия. Например, сети мобильной связи, функционирование которых описывается случайным количеством, местоположением и временем работающих мобильных станций, процессами управления мощностью передачи мобильных станций, случайными процессами распространения радиоволн в условиях города и др. Одним из известных методов статистической оценки ЭМС является метод Монте-Карло [75,86]. Данный метод реализован в составе программ оценки ЭМС SEAMCAT (Spectrum Engineering Advanced Monte-Carlo Analysis Tool) и применяется для статистической оценки ЭМС сетей сотовой мобильной связи.

Недостатком статистического подхода является отсутствие возможности проведения детальной оценки ЭМС, определения механизмов возникновения помех, определения наиболее опасных излучений и наиболее уязвимых каналов приёма, определения степени опасности различных видов помех с учётом фактических характеристик РЭС. В этом смысле альтернативным является детерминированный подход к оценке ЭМС, которому посвящены многие работы, например [8,10,12,14,25,26,27,32, 34, 38,52,53,58].

При детерминированном подходе величины, отражаемые моделью характеристики излучений ПРД, моделью антенно-фидерного устройства (АФУ), моделью среды распространения радиоволн, моделью характеристики избирательности по каналам приёма, а также процессы взаимодействия РЭС являются детерминированными.

В ходе оценки ЭМС, рисунок 1.17, осуществляется перебор пар ПРД<sub>*j*</sub> – ПРМ<sub>*i*</sub> и анализ дуэльных ситуаций в каждой паре,  $i = 1 \dots M$ ,  $j = 1 \dots N$ . Впервые такой подход был предложен Д. Уайтом [32], а в последующих работах других авторов [10,13] получил название модели дифференциального вклада (МДВ). Парная оценка позволяет оценить влияние отдельного ПРД и из совокупности ПРД выбрать те из них, которые создают помехи, проникающие в ПРМ, или вызывают эффект блокирования в ПРМ. Недостатком парной оценки является то, что невозможно оценить взаимодействие излучений разных ПРД в ПРМ.

Анализ воздействия совокупности ПРД позволяет оценить помехи интермодуляции, уточнить результаты оценки блокирования ПРМ, а так же учесть приращение мощности к совокупному уровню помех от разных передатчиков. При этом осуществляется поэтапная «фильтрация» помех с целью сокращения времени анализа ЭМС. Если применяется предварительная амплитудная оценка помех, то можно говорить об отборочной МДВ. В противном случае МДВ представляет собой полную МДВ, рисунок 1.18.

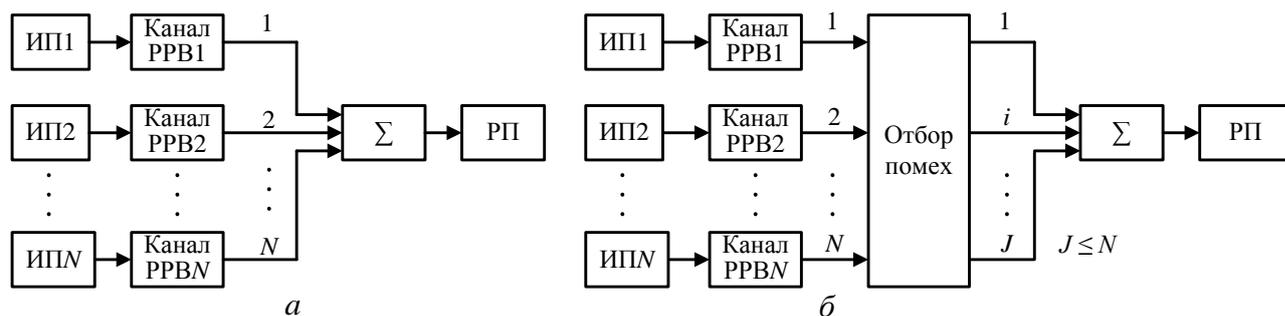


Рисунок 1.18 – МДВ: *a* – полная МДВ; *б* – отборочная МДВ

На рисунке 1.18 ИП – источник помехи, РП – рецептор помех, РРВ – распространение радиоволн.

В известных подходах анализа ЭМС принципиально можно выделить следующие основные этапы: амплитудная оценка помех (АОП); частотная оценка помех (ЧОП); детальная оценка помех (ДОП); комплексная оценка помех (КОП). Последовательность и состав этапов определяют время и точность анализа ЭМС группировки РЭС, рисунок 1.19.

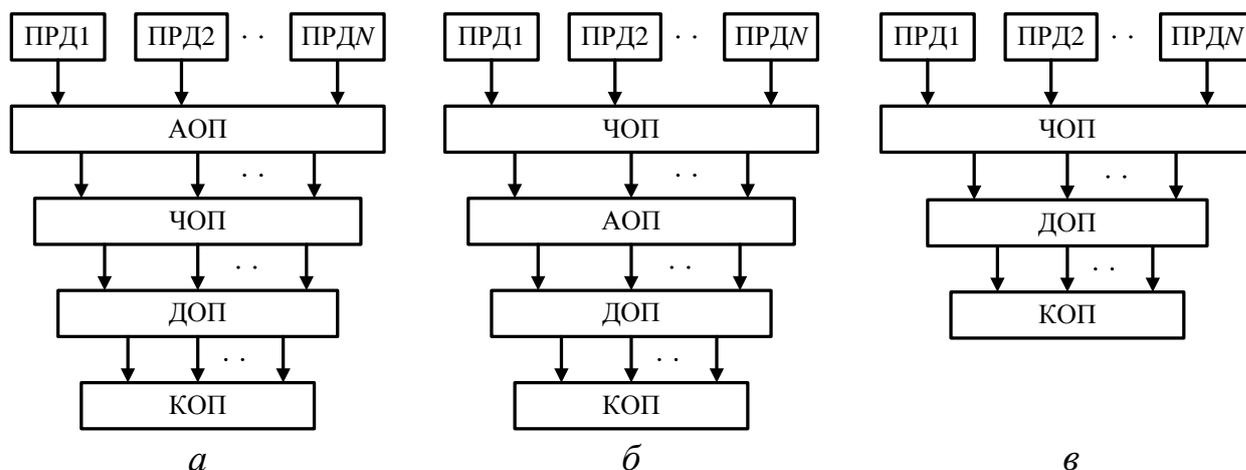


Рисунок 1.19 – Способы реализации МДВ

На этапе АОП производится оценка уровня помех на входе ПРМ, рисунок 1.19,*а*, без учёта избирательных свойств ПРМ. Помехи, уровень которых больше определённого порога  $P_{п}(f) > P_{пор}$ , устанавливаемого по входу ПРМ, считаются потенциально опасными. Опасность заключается в возможном проникновении на выход ПРМ помех на частотах основного канала приёма (ОКП), побочных каналов приёма (ПКП), либо воздействию помех на частотах, которые не совпадают с частотами ОКП и ПКП, что в результате может вызвать нелинейные эффекты блокирования и интермодуляции. Если уровень помехи ниже порогового, то такая помеха в дальнейшем анализе не участвует. В [8] показано, что анализ ЭМС по схеме на рисунке 1.19,*а* требует больше временных затрат по сравнению со схемой на рисунке 1.19,*б*.

Недостатком схем на рисунках 1.19,*а* и 1.19,*б* является то, что они могут приводить к ошибкам анализа ЭМС, обусловленным пропуском суммарного воздействия помех. Схема, представленная на рисунке 1.19,*в* реализует полную МДВ и исключает такие ошибки, однако при этом возрастает количество анализируемых помеховых комбинаций. В работе [11] на начальном этапе предлагается корректировать пороговый уровень отбора помех по заданному пороговому значению вероятности ошибки учёта суммарного воздействия помех. Данный этап представляет собой статистическую часть предлагаемого статистико-детерминированного подхода, адаптированного для оценки ЭМС больших совокупностей пространственно-распределённых РЭС.

Можно выделить ряд особенностей в известных подходах к оценке ЭМС. Для математического представления моделей основного излучения с учётом внеполосных и основного канала приёма с учётом соседних используется кусочно-линейная аппроксимация в логарифмическом масштабе по оси ординат и абсцисс. Для описания побочных излучений и побочных каналов приёма используется значение уровня мощности и уровня избирательности на средней частоте определённого побочного излучения и побочного канала приёма, значения уровней которых убывают логарифмически линейно [8,9,32]. Такой подход имеет ряд ограничений. Для программной реализации моделей

внеполосных излучений и соседних каналов приёма используются операторы ветвления, количество которых определяется количеством участков аппроксимации. Это ограничивает возможность повышения точности представления соответствующих характеристик для конкретных реализаций алгоритмов. В моделях побочных излучений и побочных каналов приёма не учитывается характер частотной зависимости спектра излучений и характеристики частотной избирательности каналов приёма. В целом это упрощает энергетическую оценку помех.

Следует отметить, что в известных методиках оценки ЭМС количество и вид побочных излучений ПРД, а также каналов приёма ПРМ, которые следует учитывать при оценке ЭМС, задаётся априорно. Излучения на субгармониках и каналы приёма, образующиеся при взаимодействии гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина при оценке ЭМС, могут вообще не учитываться. Так, например, в используемой радиочастотной службой России методике оценки ЭМС системе управления радиочастотным спектром (СУРС) «Нева», производится оценка воздействия основного излучения (ОИ), внеполосных излучений (ВИ) и побочных излучений (ПИ) на гармониках (до 5-й) только по ОКП. В методике оценки ЭМС программно-методического комплекса (ПМК) «Эфир» производится оценка воздействия помех, создаваемых ОИ, ВИ и ПИ на 2-й и 3-ей субгармониках и 2-й и 3-ей гармониках по ОКП, а также воздействие помех по ПКП, которые образуются при взаимодействии гармоник гетеродина (до 3-ей) с гармониками входного сигнала (до 3-ей). В связи с этим целесообразна разработка методов и алгоритмов, которые позволят учитывать те ПИ, уровень которых выше определённого уровня, например, -100 дБ и те ПКП, уровень которых ниже, например, 100 дБ. Это позволит при оценке ЭМС учитывать необходимое количество и вид излучений и каналов приёма.

В практических задачах ЭМС для оценки эффекта блокирования ПРМ определяют уровень блокирующей помехи и сравнивают его с пороговым, либо определяют изменение отношения сигнал-шум (С/Ш) на выходе ПРМ под влиянием помехи и также сравнивают его с пороговым значением. В первом

случае определяется уровень сигнала, поступающего на вход ПРМ, сравнивается с допустимым уровнем помехи блокирования. Так, например, Европейский институт стандартов для сетей связи (ETSI) в рекомендациях [87,88] представляет допустимые уровни блокирующих помех на входе базовых и мобильных станций. Недостатком такого подхода является отсутствие возможности определения степени блокирования ПРМ. Во втором случае при наличии блокирующей помехи определяют снижение отношения С/Ш, рисунок 1.20.

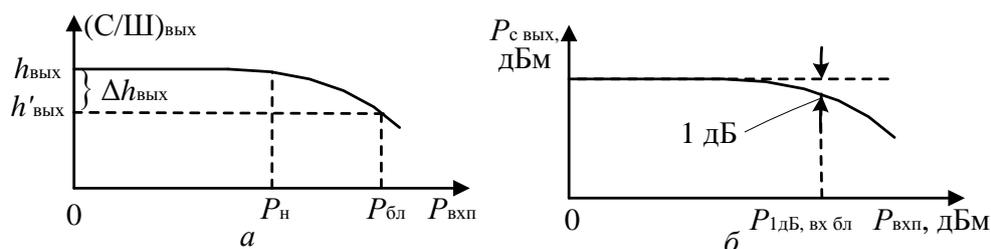


Рисунок 1.20 – Эффект блокирования ПРМ

На рисунке 1.20  $h'_{\text{вых}}$  – отношение С/Ш на выходе ПРМ при наличии блокирующей помехи;  $h_{\text{вых}}$  – отношение С/Ш на выходе ПРМ при отсутствии блокирующей помехи;  $\Delta h_{\text{вых}}$  – снижение отношения С/Ш при воздействии блокирующей помехи с уровнем  $P_{\text{бл}}$ ;  $P_{\text{н}}$  – мощность насыщения ПРМ – уровень, при котором отношение С/Ш на выходе ПРМ снижается на определённую величину.

Для оценки параметра  $\Delta h_{\text{вых}}$  используется модель блокирования [32]:

$$\Delta h = (P_{\text{вхп}} - P_{\text{н}}) / R, \quad (1)$$

где  $P_{\text{вхп}}$  – уровень помехи на входе ПРМ, дБм;  $R$  – коэффициент, характеризующий скорость снижения отношения С/Ш.

Мощность насыщения является функцией частоты и зависит от расстройки частоты блокирующей помехи  $\Delta f$  от частоты настройки ПРМ  $f_R$ , дБм [32]:  $P_{\text{н}} = P_b + 10 \log(|\Delta f / f_R|)$ , где  $P_b$  – начальная мощность насыщения в отсутствии помехи, дБм. Для использования модели (1) необходимо иметь зависимость начальной мощности насыщения  $P_b$  и скорости уменьшения отношения С/Ш от уровня полезного сигнала относительно чувствительности ПРМ. В противном

случае используются экспериментальные графики [32] и их полиномиальная аппроксимация [8,89].

Другой подход к оценке эффекта блокирования связан с определением коэффициента блокирования и позволяет определить степень блокирования ПРМ. Данный подход рассматривается в работах [25,26,27], но практически не используется.

В технических характеристиках современных ПРМ приводятся параметры нелинейности:  $P_{\text{ВХ } 1\text{дБ БЛ}}$  - точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, при блокировании;  $IP3_{\text{ВЫХ}}$  - точка пересечения для 3 – го порядка интермодуляции, отнесённая к выходу, дБм. Ни в одном из приведённых выше подходов для оценки эффекта блокирования на практике соответствующие параметры нелинейности не применяются. В [9] говорится о возможности использования параметра  $P_{\text{ВХ } 1\text{дБ БЛ}}$  в модели (1) в качестве мощности насыщения в том случае, если частота блокирующей помехи находится в полосе пропускания преселектора ПРМ, т.е. избирательностью входной цепи можно пренебречь. В рекомендации МСЭ-R SM.1134 [63] предлагается расчёт интермодуляционных помех, основанный на точке пересечения 3-го порядка, отнесенной к выходу. Таким образом, при разработке методов и алгоритмов оценки ЭМС, целесообразно учесть возможность практического использования представленных параметров нелинейности для оценки нелинейных эффектов в ПРМ.

Недостатком детерминированного подхода является то, что с увеличением состава группировки РЭС возникает необходимость в повышении вычислительной производительности ЭВМ. Практическое применение детерминированного подхода к оценке ЭМС, в некотором смысле, ограничивается данным обстоятельством. Однако, с учётом вычислительных возможностей современных компьютеров и современного программного обеспечения, основанного на объектно-ориентированном программировании, указанное ограничение в определённой степени можно преодолеть.

Для проверки адекватности и тестирования алгоритмов оценки ЭМС, а также их дальнейшего практического применения необходима их реализация в

составе программного комплекса. Следует отметить, что проблемам создания современных программных комплексов оценки ЭМС посвящены лишь немногие работы, например [24,60,61]. Важными вопросами являются выбор инструментов для реализации графического интерфейса и вычислительных модулей (алгоритмов оценки ЭМС), системы управления базой данных, вопросы, связанные с реализацией запросов к данным для информационного обеспечения вычислительных модулей. Существенным является вопрос представления детализированных результатов оценки ЭМС, например, представление в качестве результата излучения и канала приёма, которые образуют определённый канал проникновения помехи. Поэтому целесообразна разработка системы представления детализированных результатов, интегрированной в общий алгоритм оценки ЭМС, и интерфейса, адаптированного для отображения таких данных.

Таким образом, при анализе опасностей и рисков, связанных с воздействием НЭМП на функционирование систем связи и оповещения МПС, необходимо наиболее детально и точно учитывать ряд следующих вопросов: фактическую электромагнитную обстановку, включая излучения на гармониках и субгармониках, фактические параметры и характеристики РЭС, уровни промышленных радиопомех; механизмы образования помех, включая образование каналов проникновения помех с учётом как линейных, так и нелинейных побочных каналов приёма и возникновение нелинейных эффектов в радиоприёмнике; определение наиболее уязвимых каналов приёма и наиболее опасных источников радиопомех на уровне отдельных излучений радиопередатчиков.

#### **1.4. Уточнение задач и структурно-логическая схема исследований.**

Основным исследованиям предшествует разработка «крупного» (основного) алгоритма оценки ЭМС, см. рисунок 3.1, т.к. это позволяет определить круг задач, которые необходимо решить на различных этапах исследований. Далее всю работу целесообразно разделить на несколько этапов, рисунок 1.21.

##### **I. На первом этапе необходимо:**

1. Рассмотреть возможности представления частотно-ограниченных характеристик РЭС и разработать их математические модели;
2. Провести компьютерное моделирование и вычислительный эксперимент для проверки адекватности моделей характеристик РЭС.

##### **II. На втором этапе необходимо:**

1. Провести анализ методов оценки нелинейных эффектов в ПРМ;
2. Разработать методы и методику оценки ЭМС, основанную на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС;
3. Разработать математический аппарат для последующей разработки алгоритмов оценки ЭМС;

**III.** На третьем этапе целесообразно рассмотреть вопросы создания программного комплекса, для чего необходимо следующее:

1. Разработать структуру программного комплекса;
2. Определить перечень и структуру параметров (переменных), необходимых для вычислений, для последующей разработки базы данных.
3. Разработать базу данных, в которой будут храниться вся необходимая для алгоритмов информация о параметрах и характеристиках РЭС (БД «Тактико-технические данные РЭС»).
4. Разработать интерфейс программного комплекса, который позволит редактировать и пополнять базу данных РЭС, а также представлять детальные результаты оценки ЭМС;
5. Разработать систему вывода и представления детальных результатов оценки ЭМС.

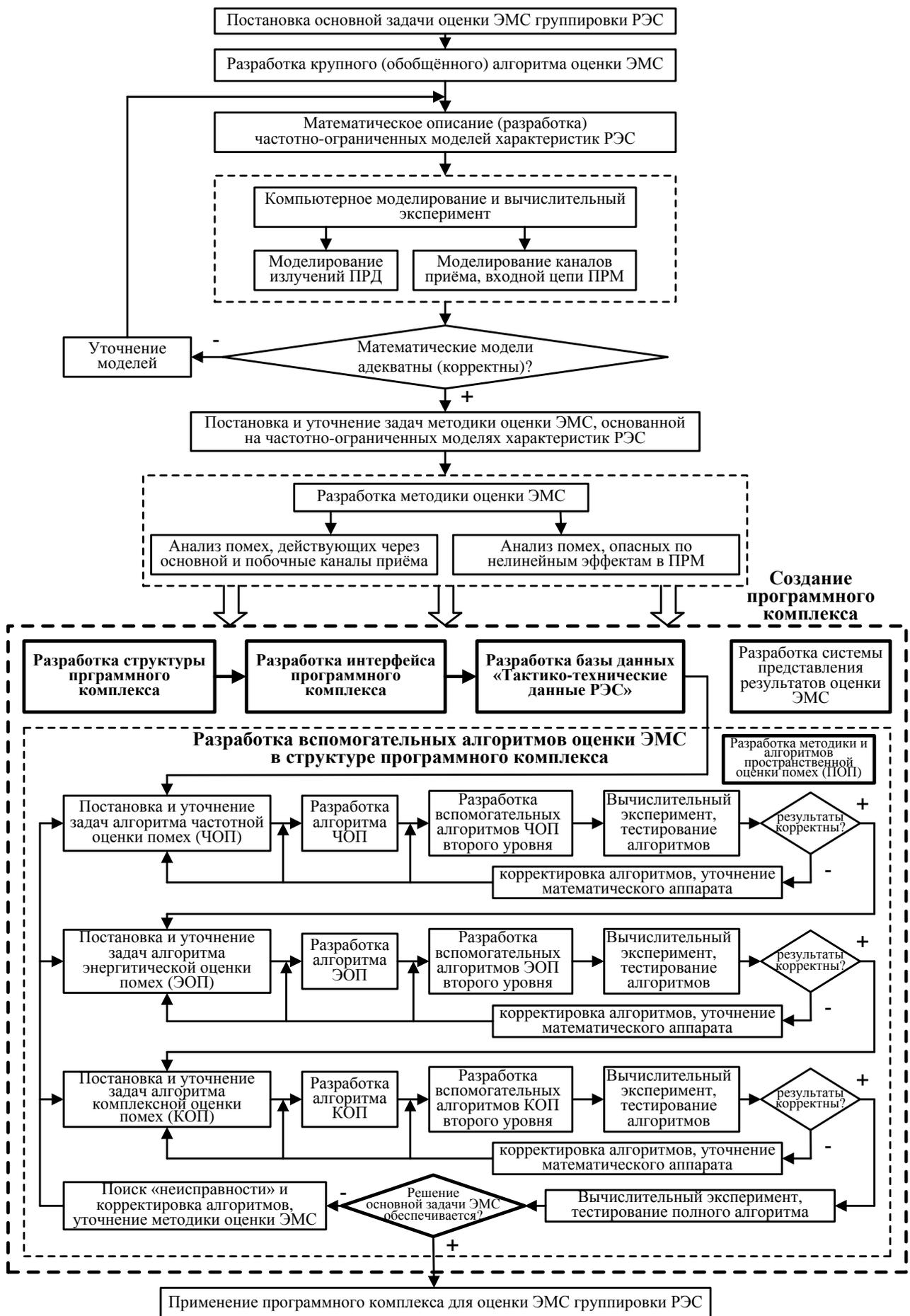


Рисунок 1.21 – Структурно-логическая схема исследований

IV. Четвёртый этап исследований заключается в разработке алгоритмов оценки ЭМС и их реализации в структуре программного комплекса.

Разработка алгоритмов осуществляется по принципу декомпозиции «крупного» (основного) алгоритма, рисунок 3.1, который основан на трёхэтапной схеме оценки ЭМС, рисунок 1.22:

1. Этап частотной оценки помех (ЧОП);
2. Этап детальной оценки помех (ДОП), который включает в себя пространственную (ПОП) и энергетическую оценку помех (ЭОП).
3. Этап комплексной оценки помех (КОП).

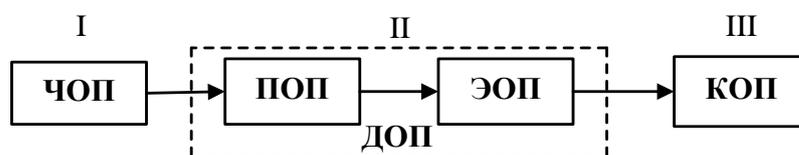


Рисунок 1.22 – Схема оценки ЭМС

Основной задачей ЧОП является определение частотных параметров каналов проникновения помех, которые необходимы для ПОП и ЭОП. Для решения данной задачи необходимо разработать вспомогательные алгоритмы:

1. Алгоритм расчёта частотных параметров излучений;
2. Алгоритм расчёта частотных параметров каналов приёма;
3. Алгоритм определения каналов проникновения помех и идентификации излучений и каналов приёма, которые их образуют;
4. Провести вычислительный эксперимент и тестирование алгоритмов.

Задачей ПОП является определение коэффициента связи между антеннами ПРД и ПРМ в дальней зоне (Приложение А). Для этого необходимо:

1. Разработать методику, которая позволит определять коэффициент связи по пространственным данным местоположения антенн ПРД и ПРМ. К таким исходным данным относятся координаты местоположения антенн в географической системе координат, пространственная ориентация антенн и другие данные;

3. Разработать вспомогательные алгоритмы расчёта коэффициента связи;
4. Провести тестирование алгоритмов.

Для этапа ЭОП необходимо:

1. Разработать алгоритм определения мощности помехи, проникающей на выход ПРМ через канал проникновения помехи, определяемый на этапе ЧОП;
2. Разработать алгоритм определения мощности помехи, проникающей на вход усилителя радиочастоты через канал проникновения помехи по нелинейным эффектам, определённый на этапе ЧОП;
3. Провести вычислительный эксперимент и тестирование алгоритмов.

На этапе КОП необходимо:

1. Рассмотреть возможность оценки суммарного воздействия помех в рамках обобщённого алгоритма;
2. Разработать вспомогательные алгоритмы оценки помех интермодуляции в ПРМ;
3. Провести вычислительный эксперимент и тестирование алгоритмов.

В завершении данного этапа исследований необходимо провести тестирование программного комплекса в целом.

V. Заключительным этапом является применение программного комплекса для оценки ЭМС реальной группировки РЭС, определение потенциальных источников помех.

## **Выводы**

Дана краткая характеристика систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях.

Проведён анализ дерева неисправностей при воздействии НЭМП на функционирование систем связи и оповещения МПС. Рассмотрена классификация излучений ПРД и каналов приёма СПГ ПРМ. Рассмотрены пути воздействия помех применительно к различным эффектам и соответствующим элементам тракта приёма ПРМ, а также влияние различных помех на функционирование РЭС МПС.

Представлена структурно-логическая схема исследований, в рамках которой производится постановка и уточнение задач применительно к различным этапам исследования.

## 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ, ОСНОВАННЫХ НА ЧАСТОТНО-ОГРАНИЧЕННЫХ МОДЕЛЯХ ХАРАКТЕРИСТИК РЭС

### 2.1. Сущность предлагаемого подхода к оценке ЭМС

Для мощности помех от  $j$ -го ПРД на выходе  $i$ -го ПРМ, можно записать:

$$P_{Iji} = \int_0^{\infty} W_{ji}(f) df, \quad (2.1)$$

где

$W_{ji}$  - спектральная плотность мощности сигнала  $j$ -го ПРД на выходе  $i$ -го ПРМ, определяется в соответствии со следующим выражением:

$$W_{ji}(f) = 10^{\frac{W_j(f) + L_{CB_{ji}}(f) - S_i(f)}{10}} \quad (2.2)$$

где

$W_j$  – спектральная плотность мощности на выходе  $j$ -го ПРД, дБ(Вт/Гц);

$L_{CB_{ji}}$  – параметр связи между  $j$ -м ПРД и  $i$ -м ПРМ, дБ;

$S_i$  – характеристика частотной избирательности  $i$ -го ПРМ, дБ.

Параметр связи для дальней зоны определяется следующим образом:

$$L_{CB_{ji}}(f) = G_j(\varphi_{ji}, \theta_{ji}, f) + G_i(\varphi_{ij}, \theta_{ij}, f) - k_{пл} - k_{\phi_j}(f) - k_{\phi_i}(f) - L(R_{ji}, f), \quad (2.3)$$

где

$G_j(\varphi_{ji}, \theta_{ji}, f), G_i(\varphi_{ij}, \theta_{ij}, f)$  – коэффициенты усиления диаграмм направленности антенн  $j$ -го ПРД и  $i$ -го ПРМ в направлении друг на друга ( $\varphi_{ji}, \varphi_{ij}, \theta_{ji}, \theta_{ij}$  – азимуты

и углы места ДНА  $j$ -го РПД и  $i$ -го ПРМ в направлении друг на друга), дБ;

$k_{пл}$  – коэффициент поляризационных потерь, дБ;

$k_{\phi_j}(f), k_{\phi_i}(f)$  – коэффициенты потерь в фидерах  $j$ -го ПРД и  $i$ -го ПРМ соответственно, дБ;

$L(R_{ji}, f)$  – потери на трассе распространения радиоволн между антеннами  $j$ -го ПРД и  $i$ -го ПРМ, дБ.

Для решения (2.1) используются частотно-ограниченные модели характеристики спектральной плотности мощности излучений и характеристики частотной избирательности ПРМ. В соответствии с данным подходом для (2.1) с учётом (2.2) можно записать:

$$P_{\Pi ji} = \sum_{k=1}^{k_{\max}} \int_{f_{\text{КППн}_k}}^{f_{\text{КППв}_k}} \left( 10^{\frac{W_j(f) + L_{\text{св}_{ji}}(f) - S_i(f)}{10}} \right) df, \quad (2.4)$$

где

$k_{\max}$  – количество каналов проникновения помех (КПП);

$f_{\text{КППн}_k}$ ,  $f_{\text{КППв}_k}$  – нижняя и верхняя граничные частоты  $k$ -го КПП,  $1 \leq k \leq k_{\max}$ ;

$W_j(f)$  – огибающая спектральной плотности мощности, соответствующая диапазону частот  $k$ -го КПП, дБ(Вт/Гц),  $f_{\text{КППн}_k} \leq f \leq f_{\text{КППв}_k}$ ;

$L_{\text{св}_{ji}}(f)$  – параметр связи между антеннами  $j$ -го ПРД и  $i$ -го ПРМ в частотном диапазоне, соответствующему  $k$ -му КПП, дБ,  $f_{\text{КППн}_k} \leq f \leq f_{\text{КППв}_k}$ ;

$S_i(f)$  – огибающая характеристики частотной избирательности  $i$ -го ПРМ, соответствующая диапазону частот  $k$ -го КПП, дБ,  $f_{\text{КППн}_k} \leq f \leq f_{\text{КППв}_k}$ .

Для оценки степени блокирования ПРМ и уровня продуктов интермодуляции необходимо определить мощность помех на входе усилителя радиочастоты (смесителя) с учётом избирательных свойств входной цепи ПРМ. Для этих целей используется частотно-ограниченная модель входной цепи, а мощность каждой помехи на входе усилителя радиочастоты определяется аналогично (2.4):

$$P_{\text{ПВНУ}ji} = \int_{f_{\text{НЭн}_b}}^{f_{\text{НЭв}_b}} \left( 10^{\frac{W'_j(f) + L'_{\text{св}_{ji}}(f) - S'_i(f)}{10}} \right) df, \quad (2.5)$$

где

$f_{\text{НЭн}_b}$ ,  $f_{\text{НЭв}_b}$  – нижняя и верхняя граничные частоты  $b$ -го канала проникновения помехи по нелинейным эффектам (КППНЭ) – канала, через который помеха проникает на вход усилителя радиочастоты или смесителя;

$W'_j(f)$  – огибающая спектральной плотности мощности, соответствующая диапазону частот  $b$ -го КППНЭ, дБ(Вт/Гц),  $f_{НЭн_b} \leq f \leq f_{НЭв_b}$ ;

$L'_{св_{ji}}(f)$  – параметр связи между антеннами  $j$ -го ПРД и  $i$ -го ПРМ в частотном диапазоне, соответствующему  $b$ -му КППНЭ, дБ,  $f_{НЭн_b} \leq f \leq f_{НЭв_b}$ ;

$S'_{вц_i}(f)$  – огибающая характеристики частотной избирательности входной цепи  $i$ -го ПРМ, соответствующая диапазону частот  $b$ -го КППНЭ, дБ,  $f_{НЭн_b} \leq f \leq f_{НЭв_b}$ .

Частотно-ограниченные модели характеристик РЭС позволяют определить те излучения и те каналы приёма, которые образуют КПП, а также оценить энергетический вклад отдельного КПП в совокупный сигнал взаимных помех с учётом частотных свойств излучений и каналов приёма. Для определения граничных частот КПП необходимо вычислить частотные параметры излучений  $j$ -го ПРД и каналов приёма  $i$ -го ПРМ. Для определения граничных частот КППНЭ необходимо также вычислить частотные параметры излучений  $j$ -го ПРД, а также частотные параметры входной цепи  $i$ -го ПРМ. Для этих целей используется частотная модель излучений, частотная модель каналов приёма и входной цепи ПРМ, которые представлены ниже.

Далее индексы  $j$  и  $i$  для удобства не используются, а по умолчанию подразумевается воздействие  $j$ -го ПРД на  $i$ -й ПРМ.

## 2.2. Моделирование излучений радиопередающих устройств

### 2.2.1. Частотно-ограниченная модель излучений

Частотно-ограниченная модель излучений ПРД представляет собой кусочно-линейную огибающую характеристики спектральной плотности мощности основного с учётом внеполосных излучений и побочных излучений на гармониках и субгармониках, ограниченную на заданном уровне  $X_3$ , рисунок 2.1, а.

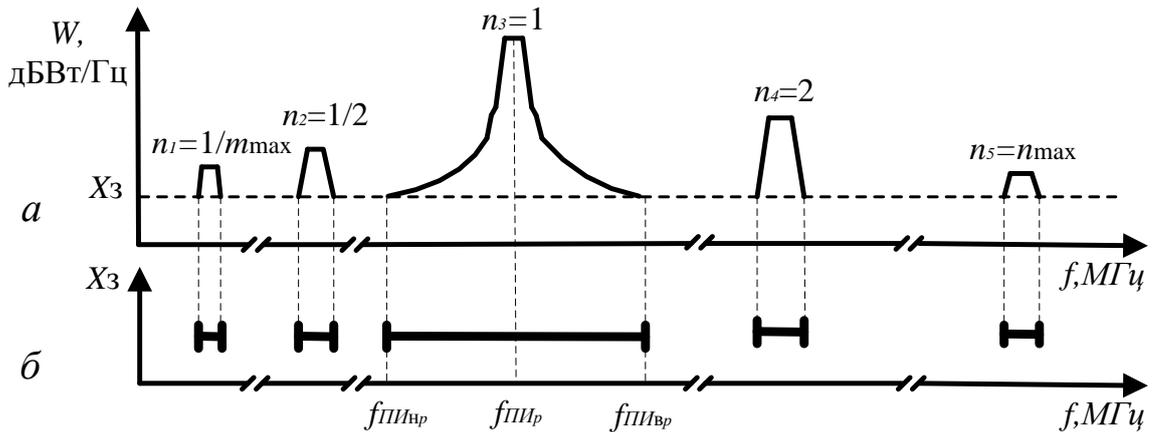


Рисунок 2.1 – Частотно-ограниченная модель излучений ПРД

Частотная модель излучений (ЧМИ) представляет собой проекцию участков ограничительной линии с уровнем  $X_3$ , заключённых между точками пересечения с огибающей излучений, на ось частот рисунок 2.1,б. ЧМИ определяет граничные частоты излучений на заданном уровне  $X_3$ . Каждое  $p$ -е излучение имеет частотные параметры: центральную частоту  $f_{ПН\,p}$ ; граничные частоты  $f_{ПН\,p}$  и  $f_{ПВ\,p}$  на уровне  $X_3$ ; ширину полосы частот  $B_{ПН\,p}$  на уровне  $X_3$ :

$$\begin{cases} f_{ПН\,p}, f_{ПН\,p}, f_{ПВ\,p}, B_{ПН\,p}, \\ p = 1, 2..p_{\max}, \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\text{где} \quad p_{\max} = (m_{\max} - 1) + n_{\max} \quad (2.7)$$

- общее количество излучений, учитываемых при моделировании;

$p$  – порядковый номер излучения;

$m_{\max}$  - максимальный номер субгармоники, учитываемый при моделировании,

$m_{\max} \geq 1$  (если субгармоники в расчётах не учитываются, то  $m_{\max} = 1$ );

$n_{\max}$  - максимальный номер гармоники, учитываемый при моделировании.

Средняя частота спектра  $p$ -го побочного излучения определяется:

$$f_{III_p} = n_p f_T, \quad (2.8)$$

где

$f_T$  - средняя частота основного излучения (для основного излучения  $n_p = 1$ ,  $f_{III_p} = f_T$ , для побочных излучений на гармониках  $n_p = 2, 3 \dots n_{\max}$ , для побочных излучений на субгармониках  $n_p = \frac{1}{m_{\max}} \dots \frac{1}{3}, \frac{1}{2}$ ).

Параметры  $m_{\max}$  и  $n_{\max}$  учитывают побочные излучения на таких субгармониках и гармониках, относительный уровень которых всё ещё выше уровня  $X_3$ , рисунок 2.1,а.

Огибающая характеристики спектральной плотности мощности  $p$ -го излучения имеет место в пределах собственных граничных частот:

$$\begin{cases} W(f, p), f_{III_p} \leq f \leq f_{III_p}, \\ p = 1, 2 \dots p_{\max}. \end{cases} \quad (2.9)$$

Для математического описания характеристики излучений используется выражение, справедливое для всех  $p$ -х излучений в диапазоне частот ограниченном справа частотой побочного излучения на гармонике  $n_{\max}$  и слева частотой побочного излучения на субгармонике  $m_{\max}$ . При этом используется кусочно-линейная аппроксимация в логарифмическом масштабе по оси абсцисс и оси ординат [30,40,42,43]:

$$W(f, p) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_T-1} \left( \left( X_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left[ \frac{f - f_{III_p}}{f_{\zeta} n_p} \right] + a_{III_p} \right) \left( H(f - f_{III_p} - f_{\zeta} n_p) - H(f - f_{III_p} - f_{\zeta+1} n_p) \right) \right), f \neq f_{III_p} \\ a_{III_p}, f = f_{III_p}, \end{cases} \quad (2.10)$$

где

$$M_{\zeta} = \begin{cases} \frac{X_{\zeta+1} - X_{\zeta}}{\lg(f_{\zeta+1}/f_{\zeta})}, |f_{\zeta+1}| \neq |f_{\zeta}| \\ 0, |f_{\zeta+1}| = |f_{\zeta}| \end{cases} \quad (2.11)$$

– коэффициент, характеризующий угол наклона аппроксимирующей прямой в пределах  $\zeta$ -го участка,  $0 \leq \zeta \leq \zeta_T - 1$  - номер участка аппроксимации;

$X_{\zeta}$  – уровень ограничения для  $\zeta$ -го участка аппроксимации;

$f_{\zeta}$  – частотный сдвиг для  $X_{\zeta}$  на  $\zeta$ -м участке аппроксимации;

$a_{\text{ПИ } p}$  – относительный уровень  $p$ -го побочного излучения;

$$H(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0, \\ 0, & x < 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

Уровни гармонических излучений даже для однотипных ПРД имеют значительный разброс [32]. При этом средние уровни гармоник с увеличением номера гармоники убывают. При расчётах уровней ПИ на гармониках считают, что их мощности распределены по нормальному закону, а уровень среднеквадратического отклонения не зависит от номера гармоники. Для получения огибающей характеристики побочного излучения в (2.10) используется масштабирование спектра основного излучения с учётом внеполосных как по уровню, так и по частоте. Масштабирование по уровню осуществляется при помощи параметра  $a_{\text{ПИ } p}$ , масштабирование по частоте – параметром  $n_p$ . Для относительного уровня  $p$ -го побочного излучения на основе модели ПИ, предложенной в [32], можно записать:

$$a_{\text{ПИ } p} = \begin{cases} 0, & f_{\text{ПИ } p} = f_T, \\ A1 \lg(f_{\text{ПИ } p} / f_T) + B1, & f_{\text{ПИ } p} > f_T, \\ A2 \lg(f_{\text{ПИ } p} / f_T) + B2, & f_{\text{ПИ } p} < f_T, \end{cases} \quad (2.13)$$

где  $A1$ ,  $B1$ ,  $A2$ ,  $B2$  – среднестатистические коэффициенты, характеризующие среднее значение относительного уровня  $p$ -го излучения ( $A$  – характеризует скорость убывания спектра, дБ/дек,  $B$  – ордината начальной точки линии, дБ);

Коэффициенты  $A1$ ,  $B1$ ,  $A2$ ,  $B2$  можно рассчитать по статистическим данным измерений. В таблице 2.1 представлены усреднённые экспериментальные данные для ПРД различных рабочих диапазонов частот [9, с. 95].

Параметры  $m_{\text{max}}$  и  $n_{\text{max}}$  определяются исходя из условия:

$$f_{\text{ПИ } \min} < f_{\text{ПИ } p} < f_{\text{ПИ } \max}, \quad (2.14)$$

где

$f_{\text{ПИ } \min}$ ,  $f_{\text{ПИ } \max}$  – минимальная и максимальная частоты, в пределах которых относительный уровень побочных излучений выше уровня  $X_3$ . Эти частоты

определяются из (2.13) при условии, что  $a_{\text{шп}p} = X_3$ . Тогда можно записать:

$$f_{\text{шп} \min} = f_T 10^{(X_3 - A_2)/B_2}. \quad (2.15)$$

$$f_{\text{шп} \max} = f_T 10^{(X_3 - A_1)/B_1}. \quad (2.16)$$

Таблица 2.1– Данные параметров модели (2.13)

Диапазон частот, МГц	$f_{\text{шп}p} < f_T$			$f_{\text{шп}p} > f_T$		
	$A_1$ , дБ/дек	$B_1$ , дБ	$\sigma_{\text{шп}p}$ , дБ	$A_2$ , дБ/дек	$B_2$ , дБ	$\sigma_{\text{шп}p}$ , дБ
$f_T < 30$	20	-80	10	-70	-20	10
$30 \leq f_T \leq 300$	20	-80	10	-80	-30	15
$f_T > 300$	20	-80	10	-60	-40	20
Усреднённые данные	20	-80	10	-70	-30	20

Таким образом, сначала рассчитываются частоты (2.15) и (2.16), а затем определяются параметры  $m_{\text{max}}$  и  $n_{\text{max}}$  в соответствии с (2.8) при выполнении условия (2.14). Затем определяется параметр  $p_{\text{max}}$  (2.7).

### Определение частотных параметров излучений

Для любого  $p$  – го излучения на уровне  $X_3$  существует ближайший  $\zeta$ -й участок аппроксимации, для которого выполняется условие  $X_3 \leq X_\zeta$ . Точка пересечения огибающей левой части спектра  $p$ -го излучения с линией  $X_3$  даёт значение нижней граничной частоты. Для уровня  $X_3$ , которому соответствует ближайший участок аппроксимации с номером  $\zeta$ , используя выражение (2.10) с учётом (2.11), где  $f = f_{\text{шп}p}$ , можно записать:

$$X_3 = X_\zeta + \left( \frac{X_{\zeta+1} - X_\zeta}{\lg(f_{\zeta+1}p) - \lg(f_\zeta p)} \right) \lg \left[ \frac{f_{\text{шп}p} - f_{\text{шп}p}}{f_\zeta p} \right] + a_{\text{шп}p}. \quad (2.17)$$

Основному излучению с учётом внеполосных излучений соответствуют крайние, ближайшие к уровню  $X_3$ , участки аппроксимации:  $\zeta=1$  для левой части спектра;  $\zeta = \zeta_T - 1$  для правой части спектра. Т.к. побочное излучение «опускается» вниз относительно основного излучения на величину относительного уровня  $a_{\text{шп}p}$ , то для побочных излучений на гармониках:

$1 \leq \zeta < (\zeta_T - 1)/2$  для левой части излучения и  $(\zeta_T - 1)/2 < \zeta \leq \zeta_T - 1$  для правой части излучения. Таким образом, ближайший к уровню  $X_3$  номер участка аппроксимации такой, что  $X_3 \leq X_\zeta$ , является функцией, зависящей от номера гармоники (субгармоники) побочного излучения, для которого определяются граничные частоты. Произведя в (2.17) замену  $\zeta$  на  $L(p)$ , для нижней граничной частоты  $p$ -го излучения можно записать:

$$f_{\text{ни}p} = p(f_{L(p)})10^{\left(\frac{X_3 - X_{L(p)} - a_{\text{мп}}}{X_{L(p)} - X_{L(p)-1}} \lg \left(\frac{f_{L(p)-1}}{f_{L(p)}}\right)\right)} + f_T, \quad (2.18)$$

где  $L(p)$  – функция номера участка аппроксимации для левой части спектра.

Для верхней граничной частоты на уровне  $X_3$  можно записать:

$$f_{\text{ив}p} = p(f_{R(p)})10^{\left(\frac{X_3 - X_{R(p)} - a_{\text{мп}}}{X_{R(p)+1} - X_{R(p)}} \lg \left(\frac{f_{R(p)+1}}{f_{R(p)}}\right)\right)} + f_T, \quad (2.19)$$

где  $R(p)$  – функция номера участка аппроксимации для правой части спектра.

Ширина полосы частот  $p$ -го излучения на уровне  $X_3$  определяется:

$$B_{\text{ш}p} = f_{\text{ив}p} - f_{\text{ни}p}. \quad (2.20)$$

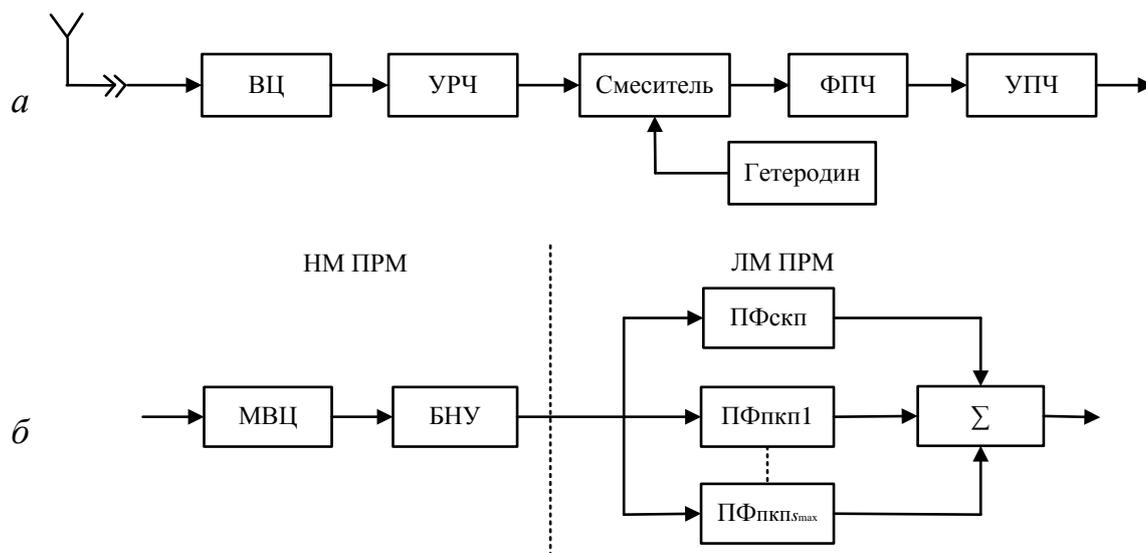
Для симметричного спектра достаточно определить только нижнюю граничную частоту (2.18). Верхняя граничная частота в таком случае будет:

$$f_{\text{ив}p} = 2f_{\text{ш}p} - f_{\text{ни}p}. \quad (2.21)$$

Для определения частотных параметров (2.18), (2.19), (2.20) и (2.21) необходимо решить задачу определения номера участка аппроксимации, соответствующего  $p$ -му излучению -  $L(p)$  и  $R(p)$ .

### 2.3. Моделирование радиоприёмных устройств

На рисунке 2.2,*а* представлена схема супергетеродинного приёмника.



ВЦ – входная цепь; УРЧ – усилитель радиочастоты;  
ФПЧ – фильтр промежуточной частоты; УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

Рисунок 2.2 – Радиоприёмник супергетеродинного типа:

*а* – структурная схема супергетеродинного ПРМ;

*б* – обобщённая модель супергетеродинного ПРМ

Линейная модель ПРМ (ЛМ ПРМ) отражает линейный, либо близкий к линейному, режим работы и позволяет учесть действие помех по ОКП и ПКП. В нелинейной модели ПРМ (НМ ПРМ) могут быть учтены нелинейные эффекты блокирования и интермодуляции, которые возникают при действии помех на входе ПРМ наряду с полезным сигналом на частотах, которые не совпадают с частотами основного и побочных каналов приёма.

НМ ПРМ состоит из модели входной цепи (МВЦ) и безынерционного нелинейного устройства (БНУ). МВЦ учитывает избирательные свойства ВЦ ПРМ, а модель БНУ учитывает нелинейные свойства УРЧ ПРМ.

Линейная модель ПРМ (ЛМ ПРМ) представляет собой набор линейных полосовых фильтров (ПФ) [25], рисунок 2.2,*б*. Характеристика частотной избирательности (ХЧИ) каждого ПФ описывает соответствующий участок ХЧИ  $S(f)$  основного канала приёма с учётом соседних, а также побочных каналов приёма до заданного уровня ограничительной линии  $S_3$ . Вне рассматриваемых

полос частот ХЧИ ПРМ определяется максимальным затуханием реального ПРМ  $S_3$ . ПФ<sub>СКП</sub> описывает избирательность фильтра промежуточной частоты, т.е. избирательность по основному каналу приёма с учётом соседних. Полосовой фильтр ПФ<sub>ПКП<sub>s</sub></sub>,  $1 \leq s \leq s_{\max}$ , описывает избирательность по  $s$ -му побочному каналу приёма, который учитывается при моделировании. Таким образом, совокупность характеристик избирательности ПФ на частотной оси определяет частотно-ограниченную модель характеристики односигнальной частотной избирательности ПРМ.

### 2.3.1. Частотно-ограниченная модель каналов приёма

Частотно-ограниченная модель каналов приёма ПРМ представляет собой кусочно-линейную огибающую характеристики односигнальной частотной избирательности основного с учётом соседних каналов приёма и побочных каналов приёма, ограниченную на заданном уровне  $X_3$ , рисунок 2.3,а.

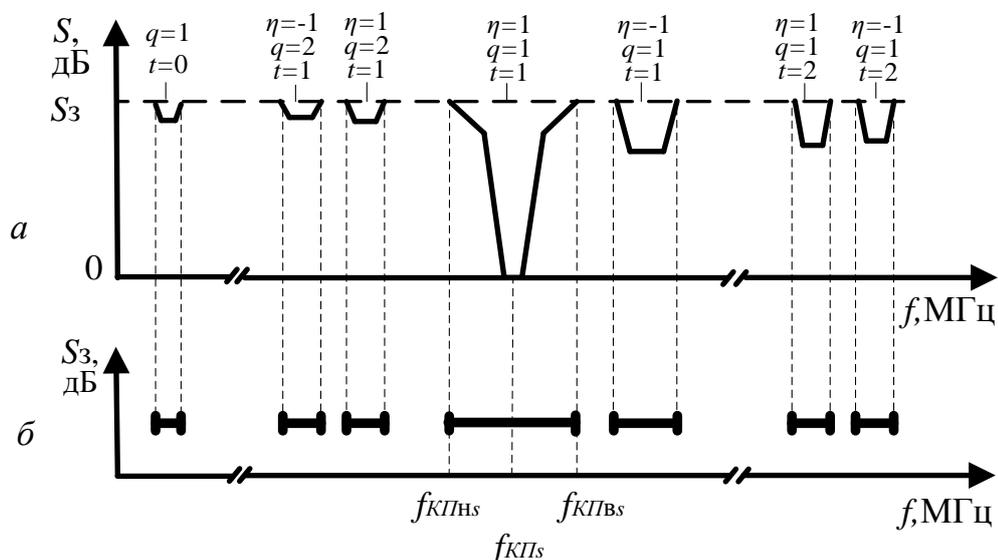


Рисунок 2.3 –Модель характеристики избирательности ПРМ

Частотная модель каналов приёма (ЧМКП) представляет собой проекцию участков ограничительной линии с уровнем  $S_3$ , заключённых между точками пересечения с огибающей характеристики частотной избирательности каналов приёма, на ось частот (рис. 2.3, б).

Средняя частота  $s$  - го канала приёма определяется:

$$f_{кп_s} = \left| \frac{t_s f_r - \eta_s \xi f_{пч}}{q_s} \right|, \quad (2.22)$$

где

$f_r$  – частота гетеродина ПРМ;

$t_s$  – номер гармоники гетеродина, участвующей в образовании  $s$  – го канала приёма;

$q_s$  – номер гармоники входного сигнала, участвующей в образовании  $s$  – го канала приёма;

$\eta_s = \pm 1$  - параметр, обозначающий суммарное либо разностное преобразование в смесителе ПРМ, для  $s$  – го канала приёма;

$\xi$  – признак настройки гетеродина ( $\xi = -1$  соответствует "нижней" настройке гетеродина;  $\xi = 1$  – "верхней" настройке гетеродина);

$f_{пч}$  – промежуточная частота ПРМ.

Каждый  $s$  – й канал приёма, образованный параметрами  $\eta, q, t$ , имеет следующие частотные параметры: среднюю частоту канала приёма  $f_{кп_s}$ ; нижнюю  $f_{кпн_s}$  и верхнюю  $f_{кпв_s}$  граничные частоты на уровне  $S_3$ ; ширину полосы частот  $B_{кп_s}$  на уровне  $S_3$ :

$$\begin{cases} f_{кп_s}, f_{кпн_s}, f_{кпв_s}, B_{кп_s}, \\ s = 1, 2 \dots s_{\max}, \end{cases} \quad (2.23)$$

где

$$s_{\max} = \sum_{q=1}^{q_{\max}} 2t_{\max_q} + 1 \quad (2.24)$$

– количество каналов приёма, которые учитываются в расчётах;

$q_{\max}$  – максимальный номер гармоники входного сигнала, который учитывается при моделировании каналов приёма;

$t_{\max_q}$  - максимальный номер гармоники гетеродина, который учитывается при заданном  $q$ ,  $q = 1..q_{\max}$ ; цифра «2» учитывает образование суммарного и разностного каналов приёма для определённых  $q$  и  $t$ ; «1» означает дополнительный побочный канал по промежуточной частоте (ПЧ).

Параметры  $q_{\max}$  и  $t_{\max_q}$  учитывают такие каналы приёма, для которых уровень относительной избирательности  $s$ -го канала приёма  $b_{кп_s}$  всё ещё меньше заданного уровня  $S_3$  ограничительной линии, рисунок 2.3,а,  $b_{кп_s} < S_3$ .

При различных комбинациях параметров  $\eta, q, t$  получаем следующие типы каналов приёма, например, для верхней настройки гетеродина:

Основной канал приёма  $\eta = 1, q = 1, t = 1$ ;

Зеркальный канал приёма  $\eta = -1, q = 1, t = 1$ ;

Побочный канал приёма по ПЧ  $q = 1, t = 0$ ;

Остальные побочные каналы приёма образуются при  $\eta = \pm 1, q = 1..q_{\max}, t = 1..t_{\max_q}$ .

Огибающая ХЧИ  $s$ -го канала приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$ , имеет место в пределах граничных частот  $f_{кпн_s}$  и  $f_{кпв_s}$ :

$$\begin{cases} S(f, s), f_{кпн_s} \leq f \leq f_{кпв_s}, \\ s = 1, 2, \dots, S_{\max}. \end{cases} \quad (2.25)$$

Для математического описания каналов приёма используется выражение, справедливое для всех видов каналов приёма. При этом используется кусочно-линейная аппроксимация в логарифмическом масштабе по оси абсцисс и оси ординат [30,40,42,43]:

$$S(f, s) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_R-1} \left( \left( S_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left( \frac{q_s (f - f_{кп_s})}{f_{\zeta}} \right) + b_{кп_s} \right) \left( \text{H} \left[ f - f_{кп_s} - \frac{f_{\zeta}}{q_s} \right] - \text{H} \left[ f - f_{кп_s} - \frac{f_{\zeta+1}}{q_s} \right] \right) \right), f \neq f_{кп_s}, \\ b_{кп_s}, f = f_{кп_s} \end{cases} \quad (2.26)$$

где

$$M_{\zeta} = \begin{cases} \frac{S_{\zeta+1} - S_{\zeta}}{\lg(f_{\zeta+1} / f_{\zeta})}, f_{\zeta+1} \neq f_{\zeta}, \\ 0, f_{\zeta+1} = f_{\zeta} \end{cases} \quad (2.27)$$

– коэффициент, характеризующий угол прямой в пределах  $\zeta$ -го участка аппроксимации,  $0 \leq \zeta \leq \zeta_R - 1$  – номер участка аппроксимации;

$S_{\zeta}$  – уровень ограничения для  $\zeta$ -го участка аппроксимации;

$f_{\zeta}$  – частотный сдвиг для  $S_{\zeta}$  на  $\zeta$ -м участке аппроксимации;

$b_{кп_s}$  – относительный уровень избирательности  $s$ -го побочного канала приёма;

$q_s$  – номер гармоники входного сигнала, которая участвует в образовании  $s$  – го канала приёма.

Для побочных каналов приёма используется масштабирование по уровню и по частоте. В (2.26) масштабирование по уровню осуществляется при помощи параметра  $b_{кп_s}$ , по частоте – параметром  $q_s$ . Для относительного уровня избирательности по ПКП на основе модели, предложенной в [32], можно записать:

$$b_{кп_s} = \begin{cases} 0, & f_{кп_s} = f_R, \\ I1 \lg(f_{кп_s} / f_R) + J1, & f_{кп_s} < f_R, \\ I2 \lg(f_{кп_s} / f_R) + J2 + J_q, & f_{кп_s} > f_R, \end{cases} \quad (2.28)$$

где

$f_R$  – частота настройки ПРМ;

$I1, J1, I2, J2$  – среднестатистические коэффициенты, характеризующие среднее значение относительного уровня избирательности побочных каналов приёма;

$J_q$  – параметр, зависящий от гармоники входного сигнала, участвующей в образовании побочного канала [9,32]:

$$J_q = \begin{cases} 0, & q = 1, \\ 15, & q = 2 \\ 20, & q = 3. \end{cases} \quad (2.29)$$

Параметры  $I1, J1, I2, J2$  можно определить на основании натуральных измерений, либо на основании результатов статистической обработки данных для ПРМ различных частотных диапазонов [9, с. 115], табл.2.2.

Параметры  $q_{\max}$  и  $t_{\max_q}$  определяются исходя из условия:

$$f_{кп \min} < f_{кп} < f_{кп \max_q}, \quad (2.30)$$

где  $f_{кп \min}, f_{кп \max_q}$  – минимальная и максимальная частоты, в пределах которых относительный уровень избирательности побочных каналов приёма меньше

уровня  $S_3$ . Эти частоты определяются из (2.28) при условии, что  $b_{КП_s} = S_3$ :

$$f_{КП \min} = f_R 10^{(S_3 - J_1)/I_1} \quad (2.31)$$

$$f_{КП \max_q} = f_R 10^{(S_3 - J_2 - J_q)/I_2} \quad (2.32)$$

Таблица 2.2 – Данные параметров модели (2.28)

Диапазон частот, МГц	$f_{КП} < f_R$			$f_{КП} > f_R$		
	$I_1$ , дБ/дек	$J_1$ , дБ	$\sigma_{РПОБ}$ , дБ	$I_2$ , дБ/дек	$J_2$ , дБ	$\sigma_{РПОБ}$ , дБ
$f_R < 30$	-20	80	10	25	85	15
$30 \leq f_R \leq 300$	-20	80	10	35	85	15
$f_R > 300$	-20	80	10	40	60	15

Таким образом, сначала рассчитываются частоты (2.31) и (2.32), а затем при заданном параметре  $q$  определяется параметр  $t_{\max_q}$  при помощи (2.22) с учётом условия (2.30). Параметр  $t_{\max_q}$  определяется для каждого  $q = 1..q_{\max}$ ,  $q_{\max} \leq 3$ .

### **Определение частотных параметров канала приёма**

Для любого  $s$  – го канала приёма на уровне  $S_3$  существует ближайший  $\zeta$  – й участок аппроксимации, для которого выполняется условие:  $S_3 \geq X_{\zeta}$ . Точка пересечения огибающей правой части характеристики избирательности  $s$  – го канала приёма с линией  $S_3$  даёт значение верхней граничной частоты. Тогда выражение (2.26) с учётом (2.27) для  $S_3$  можно записать следующим образом:

$$S_3 = S_{\zeta} + \left( \frac{S_{\zeta+1} - S_{\zeta}}{\lg(f_{\zeta+1}/f_{\zeta})} \right) \lg \left[ \frac{q_s (f_{КП_{\zeta}} - f_{КП_s})}{f_{\zeta}} \right] + b_{КП_s} \quad (2.33)$$

Основному каналу приёма с учётом соседних соответствуют крайние участки аппроксимации. Для правой части канала приёма  $\zeta = \zeta_R - 1$ . Т.к. ПКП «подымаются» вверх относительно ОКП на величину относительного уровня  $b_{КП_s}$ , то для правой части ПКП  $(\zeta_R - 1)/2 < \zeta \leq \zeta_R - 1$ . Таким образом, ближайший к уровню  $S_3$  номер участка аппроксимации при  $S_3 \geq S_{\zeta}$  является функцией, зависящей от параметров  $\eta, q, t$ , которые образуют  $s$  – й канал приёма.

Заменив в выражении (2.33)  $\zeta$  на функцию поиска участка аппроксимации

для правой части характеристики избирательности  $s$ -го канала приёма  $R(s)$ , для верхней граничной частоты можно записать:

$$f_{кПв_s} = \frac{f_{R(s)}}{q_s} 10^{\left( \frac{S_3 - S_{R(s)} - b_{кП_s}}{S_{R(s)+1} - S_{R(s)}} \right) \lg \left( \frac{f_{R(s)+1}}{f_{R(s)}} \right)} + f_{кП_s}. \quad (2.34)$$

С учётом симметричности канала приёма для нижней граничной частоты можно записать:

$$f_{кПн_s} = 2f_{кП_s} - f_{кПв_s}. \quad (2.35)$$

Ширина полосы частот канала приёма на уровне  $S_3$  определяется:

$$B_{кП_s} = f_{кПв_s} - f_{кПн_s}. \quad (2.36)$$

Для расчёта частотных параметров ЧМКП ПРМ (2.34), (2.35), (2.36) необходимо определить значение функции  $R(s)$  для  $s$ -го канала приёма.

### 2.3.2. Нелинейная модель радиоприёмного устройства

На рисунке 2.5 представлена нелинейная модель ПРМ в виде последовательно соединённых входной цепи (ВЦ) и безынерционного нелинейного устройства (БНУ).



Рисунок 2.5 – Нелинейная модель ПРМ

Частотно-ограниченная модель входной цепи представляет собой кусочно-линейную огибающую характеристики частотной избирательности входной цепи, ограниченную на заданном уровне  $S_3$ , рисунок 2.6.

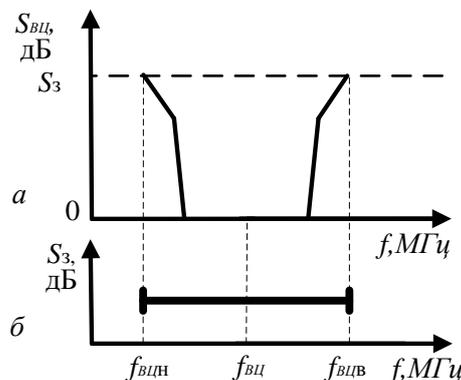


Рисунок 2.6 – Частотно-ограниченная модель входной цепи

Частотная модель входной цепи имеет следующие частотные параметры: среднюю частоту  $f_{ВЦ}$ , нижнюю  $f_{ВЦн}$  и верхнюю  $f_{ВЦв}$  граничные частоты, а также ширину полосы частот  $B_{ВЦ}$  на уровне  $S_{ВЦз}$ .

Для аналитического описания модели входной цепи используется модель (2.26) при  $q_s=1$ ,  $b_{кп_s}=0$  и  $f_{кп_s}=f_{ВЦ}$ . Тогда получаем:

$$S_{ВЦ}(f) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_{ВЦ}-1} \left( S_{ВЦ_{\zeta}} + M_{\zeta} \lg \left( \frac{f - f_{ВЦ}}{f_{\zeta}} \right) \right) \left( H(f - f_{ВЦ} - f_{\zeta}) - H(f - f_{ВЦ} - f_{\zeta+1}) \right), & f \neq f_{ВЦ}, \\ 0, & f = f_{ВЦ} \end{cases} \quad (2.37)$$

где

$$M_{\zeta} = \begin{cases} (S_{ВЦ_{\zeta+1}} - S_{ВЦ_{\zeta}}) / \lg(f_{\zeta+1} / f_{\zeta}), & f_{\zeta+1} \neq f_{\zeta} \\ 0, & f_{\zeta+1} = f_{\zeta} \end{cases} \quad (2.38)$$

- коэффициент, характеризующий угол наклона аппроксимирующей прямой в пределах  $\zeta$ -го участка;  $0 \leq \zeta \leq \zeta_{ВЦ} - 1$  – номер участка аппроксимации;

$f_{ВЦ}$  – средняя частота характеристики частотной избирательности входной цепи;

$S_{ВЦ_{\zeta}}$  – уровень ограничения для  $\zeta$ -го участка аппроксимации;

$f_{\zeta}$  – частотный сдвиг для  $X_{\zeta}$  на  $\zeta$ -м участке аппроксимации;

### **Определение частотных параметров входной цепи**

Нижней и верхней граничным частотам ВЦ соответствуют крайние  $\zeta$  - е участки аппроксимации. Для правой части огибающей ВЦ  $\zeta = \zeta_{ВЦ} - 1$ . В данном случае отпадает необходимость в поиске ближайшего к уровню  $S_3$   $\zeta$ -го участка аппроксимации, для которого выполняется условие:  $S_3 \geq S_{ВЦ_{\zeta}}$ . Поэтому выражение (2.37) с учётом (2.38) для  $S_3$  можно записать ( $\zeta = \zeta_{ВЦ} - 1$ ):

$$S_3 = S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}-1}} + \left( \frac{S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}}} - S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}-1}}}{\lg(f_{\zeta_{ВЦ}} / f_{\zeta_{ВЦ}-1})} \right) \lg \left[ \frac{f_{ВЦв} - f_{ВЦ}}{f_{\zeta_{ВЦ}-1}} \right] \quad (2.39)$$

Из (2.39) получаем значение верхней граничной частоты ВЦ:

$$f_{ВЦв} = f_{\zeta_{ВЦ}-1} 10^{\left( \frac{S_3 - S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}-1}}}{S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}}} - S_{ВЦ_{\zeta_{ВЦ}-1}} \right) \lg \left( \frac{f_{\zeta_{ВЦ}}}{f_{\zeta_{ВЦ}-1}} \right)} + f_{ВЦ}. \quad (2.40)$$

Для нижней граничной частоты ВЦ на уровне  $S_{ВЦЗ}$  можно записать:

$$f_{ВЦн} = 2f_{ВЦ} - f_{ВЦв}. \quad (2.41)$$

Ширина полосы частот ВЦ на уровне  $S_{ВЦЗ}$  определяется:

$$B_{ВЦ} = f_{ВЦв} - f_{ВЦн}. \quad (2.42)$$

### 2.3.3. Определение параметров безынерционного нелинейного устройства

Эффект блокирования проявляется в уменьшении амплитуды полезного сигнала и соответствующего уменьшения отношения с/ш на выходе ПРМ в результате действия на его входе одного или более мешающих сигналов с частотой, не совпадающей с частотами основного и побочных каналов приёма [5].

Основным параметром, характеризующим эффект блокирования, является коэффициент блокирования, который представляет собой отношение изменения амплитуды полезного сигнала на выходе ПРМ под действием помехи к амплитуде этого сигнала при отсутствии помехи [5]:

$$K_{\text{бл}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ С}}}{U_{\text{ВЫХ С}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ С}} - U_{\text{ВЫХ СП}}}{U_{\text{ВЫХ С}}} \quad (2.43)$$

где  $\Delta U_{\text{ВЫХ С}}$  - изменение напряжения сигнала на выходе главного тракта приёма;  $U_{\text{ВЫХ С}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ СП}}$  - напряжение сигнала на выходе ПРМ при отсутствии и при наличии помех на входе ПРМ.

Безынерционное нелинейное устройство (БНУ) отражает нелинейные свойства УРЧ и позволяет учесть эффекты блокирования и интермодуляции.

Амплитудную характеристику УРЧ можно представить степенным рядом:

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx a_1 U_{\text{ВХ}} + a_3 U_{\text{ВХ}}^3 + a_5 U_{\text{ВХ}}^5 + \dots \quad (2.44)$$

Ограничив рассмотрение (2.44) первыми двумя членами и произведя нормирование относительно коэффициента  $a_1$ , что позволит расчётные уровни помех приводить к входу ПРМ, амплитудная характеристика БНУ будет выглядеть [25]:

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ВХ}} + a_{3н} U_{\text{ВХ}}^3, \quad (2.45)$$

где

$a_{3н} = a_3 / a_1$  - нормированный полиномиальный коэффициент 3-го порядка,  $1/V^2$ ;

$U_{BX}, U_{ВЫХ}$  - напряжения на входе и выходе БНУ, В.

В присутствии блокирующей помехи напряжение на входе БНУ выглядит:

$$U_{BX} = U_{BX\ C\ m} \cos \omega_C t + U_{BX\ \Pi\ m} \cos \omega_{\Pi} t, \quad (2.46)$$

где  $U_{BX\ C\ m}, U_{BX\ \Pi\ m}$  – амплитуда полезного сигнала и помехи на входе БНУ;

Подставив выражение (2.46) в (2.45), получим амплитуду напряжения на выходе БНУ:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\ C\ \Pi\ m} &= U_{BX\ C\ m} \cos \omega_C t + U_{BX\ \Pi\ m} \cos \omega_{\Pi} t + a_{3H} (U_{BX\ C\ m}^3 \cos^3 \omega_C t + U_{BX\ \Pi\ m}^3 \cos^3 \omega_{\Pi} t + \\ &+ 3U_{BX\ C\ m}^2 U_{BX\ \Pi\ m} \cos^2 \omega_C t \cdot \cos \omega_{\Pi} t + 3U_{BX\ \Pi\ m}^2 U_{BX\ C\ m} \cos^2 \omega_{\Pi} t \cdot \cos \omega_C t) = \\ &= U_{BX\ C\ m} \cos \omega_C t + U_{BX\ \Pi\ m} \cos \omega_{\Pi} t + a_{3H} \left( \frac{3}{4} U_{BX\ C\ m}^3 \cos \omega_C t + \frac{1}{4} U_{BX\ C\ m}^3 \cos 3\omega_C t + \frac{3}{4} U_{BX\ \Pi\ m}^3 \cos \omega_{\Pi} t + \right. \\ &+ \frac{1}{4} U_{BX\ \Pi\ m}^3 \cos 3\omega_{\Pi} t + \frac{3}{2} U_{BX\ C\ m}^2 U_{BX\ \Pi\ m} \cos \omega_{\Pi} t + \frac{3}{2} U_{BX\ C\ m} U_{BX\ \Pi\ m}^2 \cos 2\omega_C t \cdot \cos \omega_{\Pi} t + \\ &+ \left. \frac{3}{2} U_{BX\ \Pi\ m}^2 U_{BX\ C\ m} \cos \omega_C t + \frac{3}{2} U_{BX\ \Pi\ m} U_{BX\ C\ m}^2 \cos 2\omega_{\Pi} t \cdot \cos \omega_C t \right). \end{aligned} \quad (2.47)$$

Для составляющей частоты полезного сигнала  $\omega_C$ , из (2.47) амплитуда напряжения сигнала на выходе БНУ при воздействии помехи будет:

$$U_{ВЫХ\ C\ \Pi\ m} = U_{BX\ C\ m} + \frac{3}{4} a_{3H} U_{BX\ C\ m}^3 + \frac{3}{2} a_{3H} U_{BX\ C\ m} U_{BX\ \Pi\ m}^2 \quad (2.48)$$

При отсутствии блокирующей помехи, т.е.  $U_{BX} = U_{BX\ C\ m} \cos \omega_C t$ , аналогично получим амплитуду полезного сигнала на выходе БНУ:

$$U_{ВЫХ\ C\ m} = U_{BX\ C\ m} + \frac{3}{4} a_{3H} U_{BX\ C\ m}^3 \cong U_{BX\ C\ m}. \quad (2.49)$$

Подставив выражения (2.48) и (2.49) в (2.43), получим выражение для коэффициента блокирования:

$$K_{БЛ} = \frac{3}{2} a_{3H} U_{BX\ \Pi\ m}^2 = 3a_{3H} U_{BX\ \Pi}^2 \quad (2.50)$$

где  $U_{BX\ \Pi}$  - действующее значение напряжения помехи на входе БНУ, В;

Выразив напряжение помехи через мощность, для (2.50) можно записать:

$$K_{БЛ} = 3a_{3H} P_{BX\ \Pi} R_{BX} = 3a_{3H} P_{ВХПРМ\ \Pi} R_{BX} / S_{ВЦ}(f_{\Pi}), \quad (2.51)$$

где

$P_{ВХ П}$  - мощность помехи на входе БНУ, Вт;

$P_{ВХПРМ П}$  - мощность помехи на входе ПРМ, Вт;

$R_{ВХ}$  - входное сопротивление ПРМ, Ом;

$S_{ВЦ}(f_{П})$  - избирательность входной цепи ПРМ на частоте помехи.

При заданном допустимом значении коэффициента блокирования  $K_{БЛ ДОП}$  из (2.51) можно определить параметр  $a_{ЗН}$  :

$$a_{ЗН} = \frac{K_{БЛ ДОП} S_{ВЦ}(f_{П ДОП})}{3P_{ВХПРМ ПДОП} R_{ВХ}} \quad (2.52)$$

где

$P_{ВХПРМ ПДОП}$  - допустимый уровень блокирующей помехи на входе ПРМ, Вт;

$S_{ВЦ}(f_{П ДОП})$  - избирательность входной цепи на частоте, для которой определяется допустимый уровень блокирующей помехи на входе ПРМ  $P_{ВХПРМ ПДОП}$  (уровень помехи, при котором коэффициент блокирования равен допустимому значению  $K_{БЛ ДОП}$ ).

Допустимый уровень мощности блокирующей помехи на входе ПРМ можно определить, используя динамический диапазон ПРМ по блокированию  $D_{БЛ}$ , Вт:

$$P_{ВХПРМ ДОП} = P_{\min} 10^{D_{БЛ}/10} \quad (2.53)$$

где  $P_{\min}$  - уровень сигнала, соответствующий чувствительности ПРМ.

Тогда выражение (2.52) с учётом (2.53) будет выглядеть:

$$a_{ЗН} = \frac{K_{БЛ ДОП} S_{ВЦ}(f_{П ДОП})}{3P_{\min} 10^{D_{БЛ}/10} R_{ВХ}} \quad (2.54)$$

Коэффициент блокирования (2.51) с учётом (2.54) будет иметь вид:

$$K_{БЛ} = \frac{P_{ВХ П} K_{БЛ ДОП} S_{ВЦ}(f_{П ДОП})}{P_{\min} 10^{D_{БЛ}/10}} \quad (2.55)$$

где  $P_{ВХ П} = P_{ВХПРМ П} / S_{ВЦ}(f_{П})$  - мощность помехи на входе БНУ с учётом избирательности ВЦ.

Таким образом, зная величины  $K_{БЛ ДОП}$ ,  $S_{ВЦ}(f_{П ДОП})$ ,  $P_{\min}$ , и  $D_{БЛ}$ , необходимо определить мощность помехи на входе БНУ  $P_{ВХ П}$  с учётом избирательных

свойств ВЦ  $S_{ВЦ}(f)$ .

Для современных ПРМ в качестве верхней границы динамического диапазона по блокированию в технических характеристиках приводится точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, при блокировании, т.е. уровень мощности помехового сигнала, при котором полезный сигнал на выходе ПРМ или коэффициент усиления УРЧ уменьшается на 1 дБ [9].

Когда уровень входного сигнала не превышает диапазона линейности УРЧ  $U_{ВЫХ} \approx a_1 U_{ВХ}$ , коэффициент усиления БНУ определяется:

$$g = a_1 \quad (2.56)$$

При значительных амплитудах помехового воздействия вклад кубического члена (2.44) становится значительным. Ограничив степенной ряд (2.44) вкладом кубического члена и подставив в него выражение (2.46), для амплитуды полезного сигнала с частотой  $\omega_c$  получим:

$$U_{ВЫХ\ СПм} = a_1 U_{ВХ\ Спм} + \frac{3}{4} a_3 U_{ВХ\ Спм}^3 + \frac{3}{2} a_3 U_{ВХ\ Спм} U_{ВХ\ Пм}^2 \quad (2.57)$$

Так как  $U_{ВХ\ Пм} \gg U_{ВХ\ Спм}$ , то выражение (2.57) можно записать:

$$U_{ВЫХ\ СПм} = \left( a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{ВХ\ Пм}^2 \right) U_{ВХ\ Спм} \quad (2.58)$$

Коэффициент усиления полезного сигнала при наличии блокирующей помехи из (2.58) будет:

$$g_{БЛ} = a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{ВХ\ Пм}^2 \quad (2.59)$$

Исходя из понятия точки компрессии 1 дБ, отнесённой к входу, при блокировании, коэффициент усиления  $g_{БЛ}$  меньше  $g$  на 1 дБ, т.е. в абсолютных величинах можно записать:

$$\frac{g}{g_{БЛ}} = 10^{\frac{1\text{дБ}}{20}} = 1,122. \quad (2.60)$$

Учитывая (2.56) и (2.59), получим:

$$\frac{a_1}{a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{ВХ\ Пм}^2} = 1,122. \quad (2.61)$$

Для определения параметра  $a_{3H} = a_3 / a_1$ , выражение (2.61) запишем в виде:

$$1 + 3a_{3H} U_{BX\Pi}^2 = 0,891, \quad (2.62)$$

где

$U_{BX\Pi}$  - действующее значение напряжения помехи на входе БНУ, В.

Учитывая, что  $a_3 < 0$ , а также  $U_{BX\Pi} = U_{BX\ 1дБ\ БЛ}$ , определим:

$$a_{3H} = 0,0363 / U_{BX\ 1дБ\ БЛ}^2 = 0,0363 / P_{BX\ 1дБ\ БЛ} R_{BX}, \quad (2.63)$$

где

$P_{BX\ 1дБ\ БЛ}$  - точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, при блокировании, Вт.

Подставив (2.63) в (2.51), для коэффициента блокирования получим:

$$K_{БЛ} = \frac{0,109 P_{BX\Pi}}{P_{BX\ 1дБ\ БЛ}}. \quad (2.64)$$

Коэффициент блокирования можно также определить, используя точку компрессии 1 дБ, отнесённой к входу. Данный параметр характеризует уровень сигнала на входе УРЧ, поступающего на частоте ОКП, при котором уровень выходного сигнала снижается на 1 дБ [99].

При условии, что  $U_{BX} = U_{BX\ C\ m} \cos \omega_c t$ , коэффициент усиления  $g_{ОКП}$  определяем аналогично процедуре получения коэффициента усиления  $g_{БЛ}$  (2.59):

$$g_{ОКП} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 U_{BX\ C\ m}^2. \quad (2.65)$$

Проделив операции аналогичные (2.60), (2.61), (2.62), а также учитывая, что  $a_3 < 0$  и  $U_{BX\ C} = U_{BX\ 1дБ}$ , определим параметр  $a_{3H}$ :

$$a_{3H} = 0,0725 / U_{BX\ 1дБ}^2 = 0,0725 / P_{BX\ 1дБ} R_{BX}, \quad (2.66)$$

где

$P_{BX\ 1дБ}$  - точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, Вт.

Подставив (2.66) в (2.51), для коэффициента блокирования получим:

$$K_{БЛ} = \frac{0,217 P_{BX\Pi}}{P_{BX\ 1дБ}}. \quad (2.67)$$

В [9] приводится связь параметров  $P_{BX\ 1дБ}$  и  $P_{BX\ 1дБ\ БЛ}$  с параметром  $IP3_{BX}$ , где  $IP3_{BX}$  - точка пересечения 3 – го порядка интермодуляции, отнесённая к входу, дБм:

$$P_{BX \text{ 1дБ}} = IP3_{BX} - 9,6 \quad (2.68)$$

$$P_{BX \text{ 1дБ БЛ}} = IP3_{BX} - 12,6. \quad (2.69)$$

При определении коэффициента блокирования в соответствии с (2.64) и (2.67) значения параметров  $P_{BX \text{ 1дБ}}$  и  $P_{BX \text{ 1дБ БЛ}}$  определяются, Вт:

$$P_{BX \text{ 1дБ}} = (10^{\frac{P_{BX \text{ 1дБ}}[\text{дБм}]}{10}}) / 1000. \quad (2.70)$$

$$P_{BX \text{ 1дБ БЛ}} = (10^{\frac{P_{BX \text{ 1дБ БЛ}}[\text{дБм}]}{10}}) / 1000. \quad (2.71)$$

## 2.4. Методика оценки ЭМС в группировке РЭС

### 2.4.1. Структура оценки ЭМС

В основе предлагаемого подхода к оценке ЭМС РЭС лежит трёхэтапная схема, рисунок 2.7:

1. Этап частотной оценки помех (ЧОП);
2. Этап детальной оценки помех (ДОП);
3. Этап комплексной оценки помех (КОП).

Методика оценки ЭМС состоит из двух направлений:

1. Анализ помех, действующих на ПРМ через основной и побочные каналы приёма;
2. Анализ помех опасных по возникновению нелинейных эффектов в ПРМ.

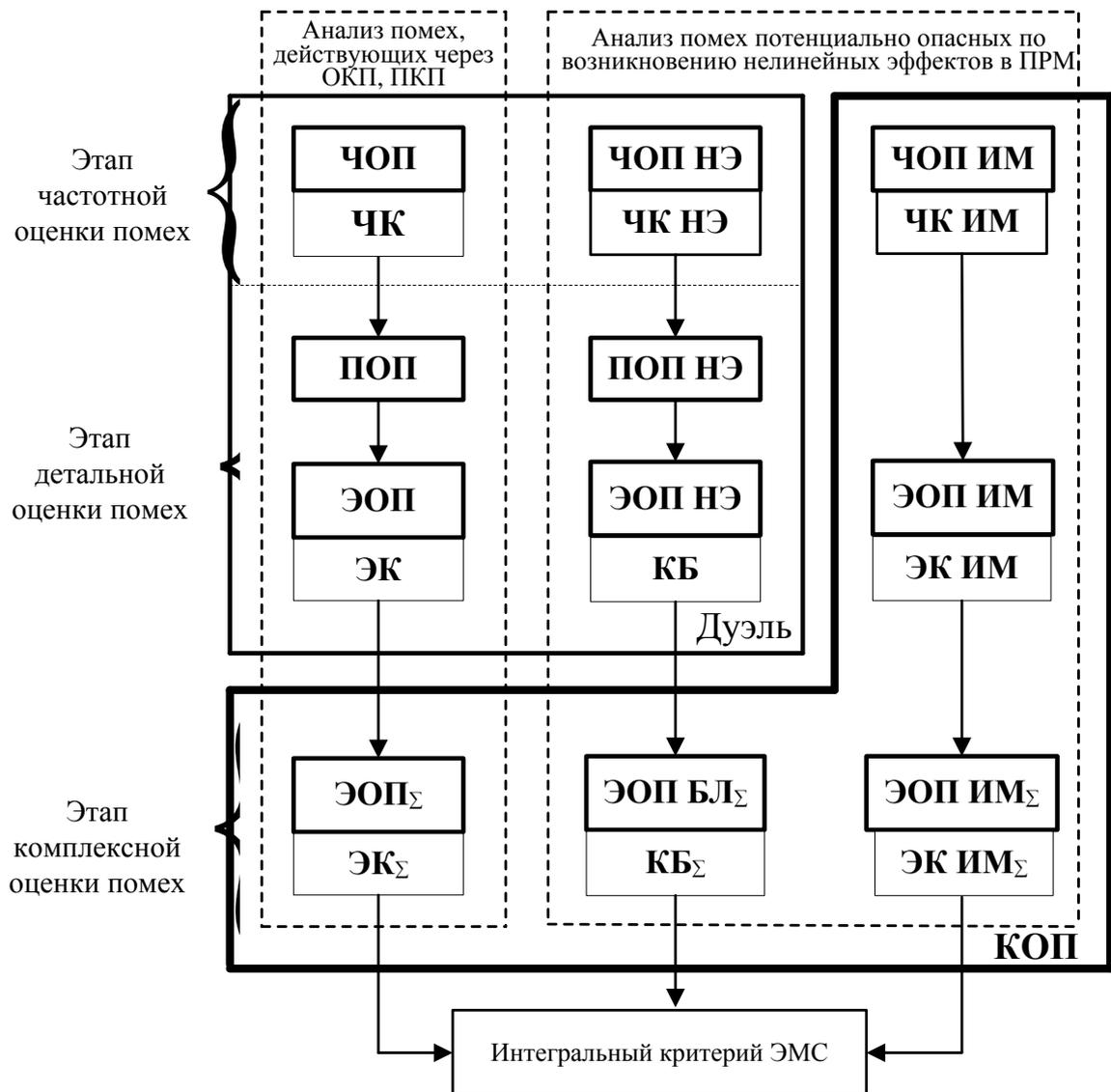


Рисунок 2.7 – Структура оценки ЭМС РЭС

Сначала осуществляется анализ дуэльных ситуаций, в ходе которых производится оценка мощности помех от каждого КПП на выходе ПРМ и оценка эффекта блокирования от каждого КППНЭ, через которые помехи воздействуют на входную часть ПРМ (БНУ). Для определения наличия КПП используется частотный критерий (ЧК). Определение наличия КППНЭ осуществляется при помощи частотного критерия нелинейных эффектов (ЧКНЭ) в ходе частотной оценки помех по нелинейным эффектам (ЧОП НЭ). По результатам проверки ЧК и ЧКНЭ определяются частотные параметры КПП и частотные параметры КППНЭ, соответственно.

Этап ДОП включает в себя пространственную оценку помех (ПОП) и энергетическую оценку помех (ЭОП). В ходе ПОП определяется коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ в зависимости от направления друг на друга для помех, образующих КПП, с учётом потерь на трассе распространения. Для помех, образующих КППНЭ осуществляется аналогичная пространственная оценка помех по нелинейным эффектам (ПОП НЭ).

В ходе ЭОП рассчитывается мощность помех, действующих на ПРМ через КПП с учётом характеристик частотной избирательности и спектральной плотности мощности, а также с учётом полученных результатов ПОП. Также определяется мощность помех, действующих на входную часть ПРМ (БНУ) через КППНЭ с учётом избирательных свойств входной цепи - энергетическая оценка помех по нелинейным эффектам (ЭОП НЭ). Далее рассчитывается коэффициент блокирования ПРМ.

Для оценки и выявления помех, которые являются наиболее опасными, используются следующие критерии ЭМС: энергетический критерий (ЭК) для выявления наиболее опасных помех, образующих КПП, на уровне отдельного излучения и для совокупности излучений рассматриваемого ПРД, рисунок 2.7; критерий блокирования (КБ) для выявления наиболее опасных помех блокирования на уровне отдельных излучений и для совокупности излучений анализируемого ПРД.

После перебора всех дуэльных ситуаций осуществляется этап КОП, который включает в себя: энергетическую оценку помех совокупности ПРД, действующих на ПРМ через КПП, при помощи энергетического критерия ( $\text{ЭК}_\Sigma$ ); оценку коэффициента блокирования от совокупности ПРД при помощи критерия блокирования ( $\text{КБ}_\Sigma$ ); оценку помех интермодуляции в ПРМ. Для определения частот помех интермодуляции используются результаты полученные на этапе ЧОП НЭ. Проверка частотного критерия интермодуляции (ЧК ИМ) позволяет определить попадает ли интермодуляционная помеха в полосу основного канала приёма. В ходе энергетической оценки помех интермодуляции (ЭОП ИМ) определяется мощность помех интермодуляции, которые были выявлены при проверке ЧК ИМ. Для оценки помех интермодуляции используется энергетический критерий интермодуляции (ЭК ИМ). Далее осуществляется энергетическая оценка совокупности продуктов интермодуляции (ЭОП ИМ $_\Sigma$ ) и проверка энергетического критерия ( $\text{ЭК ИМ}_\Sigma$ ).

В заключении производится проверка интегрального критерия ЭМС по результатам КОП, позволяющая сделать окончательный вывод о том, выполняются условия ЭМС или нет.

#### 2.4.2. Анализ помех, действующих через основной и побочные каналы приёма

На рисунке 2.8 представлена упрощённая схема анализа помех, проникающих через основной и побочные каналы приёма.

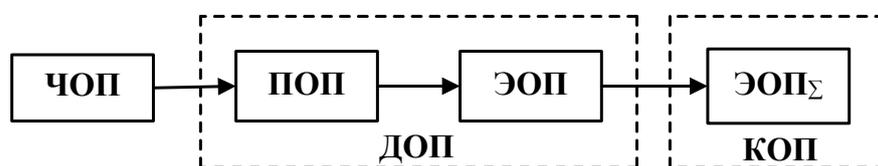


Рисунок 2.8 – Упрощённая схема анализа помех

Задачей этапа ЧОП является отбор помех удовлетворяющих частотному критерию (ЧК) и определение частотных параметров канала проникновения помех. Для этого необходимо осуществить перебор относительно каждого  $p$ -го

излучения всех  $s$  - х каналов приёма и осуществить проверку ЧК для каждой комбинации:

$$\begin{cases} p = 1..p_{\max}, \\ s = 1..s_{\max}, \\ |f_{\text{ПН}_p} - f_{\text{КП}_s}| < (B_{\text{ПН}_p} + B_{\text{КП}_s}) / 2, \end{cases} \quad (2.72)$$

где

$f_{\text{ПН}_p}$  - средняя частота  $p$ -го излучения;

$f_{\text{КП}_s}$  - средняя частота  $s$  - го канала приёма;

$B_{\text{ПН}_p}$  - ширина полосы частот  $p$ -го излучения на уровне  $X_3$ ;

$B_{\text{КП}_s}$  - ширина полосы частот  $s$  - го канала приёма на уровне  $S_3$ ;

Частотный критерий (2.72) позволяет определить такое  $p$  - е излучение ПРД и такой  $s$  – й канал приёма ПРМ, которые образуют  $k$  - й КПП. В результате перебора всех каналов приёма относительно каждого  $p$  – го излучения получим следующие параметры:

$$\begin{cases} p_{\text{КПП}_k}, S_{\text{КПП}_k}, q_{\text{КПП}_k}, \\ k = 1..k_{\max}, \end{cases} \quad (2.73)$$

где

$k_{\max}$  - количество каналов проникновения помех;

$p_{\text{КПП}_k}$  -  $p$  – е излучение, которое участвует в образовании  $k$  –го КПП;

$S_{\text{КПП}_k}$  -  $s$  – й канал приёма, участвующий в образовании  $k$  – го КПП;

$q_{\text{КПП}_k}$  - номер гармоники входного сигнала, участвующего в образовании  $s$  – го канала приёма, который, в свою очередь, участвует в образовании  $k$  – го КПП.

Если частотный критерий (2.72) не выполняется ни для одного из излучений, то  $k_{\max} = 0$ .

При выполнении ЧК (2.72) определяются нижняя и верхняя граничные частоты  $k$  – го канала проникновения помехи:

$$f_{\text{КПП}_k} = \begin{cases} f_{\text{ПН}_{p_{\text{КПП}_k}}}, f_{\text{ПН}_{p_{\text{КПП}_k}}} \geq f_{\text{КП}_{S_{\text{КПП}_k}}}, \\ f_{\text{КП}_{S_{\text{КПП}_k}}}, f_{\text{ПН}_{p_{\text{КПП}_k}}} < f_{\text{КП}_{S_{\text{КПП}_k}}}. \end{cases} \quad (2.74)$$

$$f_{\text{КППВ}_k} = \begin{cases} f_{\text{ПНВ}_{p\text{КПП}_k}}, f_{\text{ПНВ}_{p\text{КПП}_k}} \leq f_{\text{КПВ}_{s\text{КПП}_k}}, \\ f_{\text{КПВ}_{s\text{КПП}_k}}, f_{\text{ПНВ}_{p\text{КПП}_k}} > f_{\text{КПВ}_{s\text{КПП}_k}}. \end{cases} \quad (2.75)$$

где

$f_{\text{ПН}_{p\text{КПП}_k}}, f_{\text{ПНВ}_{p\text{КПП}_k}}$  - нижняя и верхняя граничные частоты  $p$ -го излучения, соответствующего  $k$ -му КПП;

$f_{\text{КПН}_{s\text{КПП}_k}}, f_{\text{КПВ}_{s\text{КПП}_k}}$  - нижняя и верхняя граничные частоты  $s$ -го канала приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$ , соответствующего  $k$ -му КПП.

Выражения (2.74) и (2.75) учитывают все возможные случаи взаимного расположения частотной модели  $p$ -го излучения и частотной модели  $s$ -го канала приёма относительно друг друга при условии, что выполняется ЧК (2.72). На рисунке 2.9 представлена графическая интерпретация выражений (2.72), (2.74) и (2.75).



Рисунок 2.9 – Образование КПП

Средняя частота и ширина полосы частот  $k$ -го КПП, соответственно, определяются:

$$f_{\text{КПП}_k} = (f_{\text{КПН}_k} + f_{\text{КПВ}_k}) / 2 \quad (2.76)$$

$$B_{\text{КПП}_k} = f_{\text{КПВ}_k} - f_{\text{КПН}_k} \quad (2.77)$$

В результате ЧОП для дуэльной ситуации получаем частотные параметры для каждого  $k$ -го КПП:

$$\begin{cases} f_{\text{КПП}_k}, f_{\text{КПН}_k}, f_{\text{КПВ}_k}, B_{\text{КПП}_k}, \\ k = 1..k_{\text{max}}, \end{cases} \quad (2.78)$$

На этапе ПОП определяется коэффициент связи между антеннами ПРД и

ПРМ на средней частоте  $k$  - го КПП  $L_{св}[f_{кпп_k}]$  по методике, изложенной в Приложении А.

На этапе ЭОП осуществляется определение мощности помех, проникающих на выход ПРМ через определённые каналы проникновения помех, а также отбор наиболее опасных источников помех при помощи энергетического критерия (ЭК). Для ЭОП используется выражение (2.4), которое рассчитывается численным методом. Используя численный метод прямоугольников, для мощности  $k$  - го КПП можно записать, Вт:

$$P_{п_k} = \Delta h \sum_{m=0}^{l-1} W_{п}(f), \quad (2.79)$$

где

$$\Delta h = B_{кпп_k} / l \quad (2.80)$$

- шаг, с которым рассчитывается мощность в пределах  $k$ -го КПП,  $l$  – количество шагов;

$$f = f_{кпп_k} + m\Delta h + \Delta h / 2 \quad (2.81)$$

- значение частоты на  $m$  – м шаге в пределах  $k$  – го КПП,  $0 \leq m \leq l-1$ , Гц;

$W_{п}(f)$  - спектральная плотность мощности на выходе ПРМ, определяется, Вт/Гц:

$$W_{п}(f) = 10^{\left\{ \frac{W_m + W[f, p_{кпп_k}] - S[f, s_{кпп_k}] + L_{св}[f_{кпп_k}]}{10} \right\}}, \quad (2.82)$$

где

$W_m$  - максимальное значение спектральной плотности мощности ПРД, дБ(Вт/Гц);

$$W(f, p_{кпп_k}) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_T-1} \left( \left( X_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left[ \frac{f - f_{пш_{ркпп_k}}}{f_{\zeta} n_{ркпп_k}} \right] + a_{пш_{ркпп_k}} \right) \right) \times \\ \times \left( \Pi \left( f - f_{пш_{ркпп_k}} - f_{\zeta} n_{ркпп_k} \right) - \Pi \left( f - f_{пш_{ркпп_k}} - f_{\zeta+1} n_{ркпп_k} \right) \right), & f \neq f_{пш_{ркпп_k}} \\ a_{пш_{ркпп_k}}, & f = f_{пш_{ркпп_k}} \end{cases} \quad (2.83)$$

- нормированное значение спектральной плотности мощности  $p$  – го излучения, соответствующего  $k$  – у КПП, дБ(Вт/Гц);

$M_{\zeta}$  - коэффициент, определяемый (2.11);

$$S[f, s_{\text{КПП}_k}] = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_R-1} \left( S_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left( \frac{q_{\text{СКПП}_k} (f - f_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}})}{f_{\zeta}} \right) + b_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}} \right) \times \\ \times \left( \prod \left[ f - f_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}} - \frac{f_{\zeta}}{q_{\text{СКПП}_k}} \right] - \prod \left[ f - f_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}} - \frac{f_{\zeta+1}}{q_{\text{СКПП}_k}} \right] \right), f \neq f_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}}, \\ b_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}}, f = f_{\text{КП}_{\text{СКПП}_k}} \end{cases} \quad (2.84)$$

- нормированное значение характеристики частотной избирательности канала приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$ , соответствующего  $k$ -му КПП, дБ;

Максимальное значение спектральной плотности мощности определяется дБ(Вт/Гц):

$$W_m = 10 \lg \left( \frac{0,99 P_0}{B_H} \right), \quad (2.85)$$

где

$P_0$  - пиковое значение мощности на выходе ПРД, Вт;

$B_H$  - необходимая ширина полосы частот, в пределах которой сосредоточено 99% мощности излучения [65], Гц.

На рисунке 2.10 представлено определение мощности помехи в пределах  $k$ -го КПП в графическом виде.

Определение наиболее опасных излучений, соответствующих  $k$ -м КПП  $P_{\text{П}_k}$ , осуществляется при помощи энергетического критерия (ЭК):

$$P_{\text{П}_k} \leq P_{\text{П доп}}, \quad (2.86)$$

где

$$P_{\text{П доп}} = 10^{(P_c - A - 30)/10} \quad (2.87)$$

– допустимый уровень помехи в совмещенном канале, Вт;

$P_c$  – средний уровень полезного сигнала, либо чувствительность ПРМ  $P_c = P_{\text{min}}$ , дБм;

$A$  – защитное отношение ПРМ в совмещённом канале, дБ.

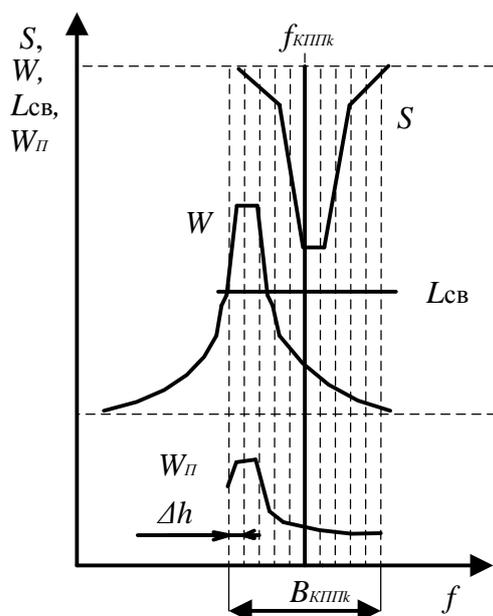


Рис 2.10 – Определение мощности помехи в пределах  $k$  – го КПП

Чувствительность ПРМ определяется [9], дБм:

$$P_{\min} = -174 + 10\lg(B_R) + NF + (S/N)_{\text{ВЫХ}} \quad (2.88)$$

где

$B_R$  - полоса пропускания ПРМ, Гц;

$NF$  - коэффициент шума ПРМ, дБ;

$(S/N)_{\text{ВЫХ}}$  - заданное отношение сигнал/шум на выходе ПРМ, для пороговой чувствительности  $(S/N)_{\text{ВЫХ}} = 0$  дБ [20]. Для связанных ПРМ с классом излучения F3E по методу SINAD отношение (сигнал+шум+искажения)/(шум+искажения) составляет 12 дБ [92].

Мощность по всем КПП от ПРД определяется, Вт:

$$P_{\Pi} = \sum_{k=1}^{k_{\max}} P_{\Pi_k} \quad (2.89)$$

Определение наиболее опасных излучений ПРД, которые проникают через  $k$ -е КПП, также осуществляется при помощи энергетического критерия:

$$P_{\Pi} \leq P_{\Pi \text{ доп}}, \quad (2.90)$$

Для дуэльных ситуаций ЭК (2.86) и (2.90) позволяют выявить наиболее опасные источники помех при воздействии отдельного излучения и совокупности излучений, проникающих через основной, либо побочные каналы приёма.

Суммарная мощность от всех  $J$  из совокупности  $M$  ПРД, которые в результате ЧОП образуют КПП, определяется, Вт:

$$P_{\Sigma\Pi} = \sum_J P_{\Pi}, \quad (2.91)$$

Далее осуществляется проверка энергетического критерия:

$$P_{\Sigma\Pi} \leq P_{\text{доп}}. \quad (2.92)$$

Результаты вычислений представляются в дБм, т.е.:

$$\begin{aligned} P_{\Pi_k}[\text{дБм}] &= 10\lg(P_{\Pi_k}[\text{Вт}]) + 30, \\ P_{\Pi}[\text{дБм}] &= 10\lg(P_{\Pi}[\text{Вт}]) + 30, \\ P_{\Sigma\Pi}[\text{дБм}] &= 10\lg(P_{\Sigma\Pi}[\text{Вт}]) + 30, \end{aligned} \quad (2.93)$$

Стандартное отклонение для дуэльных помеховых ситуаций определяется:

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2_T + \sigma^2_{TR} + \sigma^2_{RT} + \sigma^2_L + \sigma^2_R} \quad (2.94)$$

где

$\sigma_T$  - стандартное отклонение мощности помехи на частоте  $f_{\Pi}$ , соответствующей ОИ или ПИ, дБ;

$\sigma_{TR}, \sigma_{RT}$  - стандартное отклонение коэффициентов усиления антенн ПРД и ПРМ в направлении друг на друга, дБ;

$\sigma_L$  - стандартное отклонение модели потерь при распространении на частоте  $f_{\Pi}$ , дБ;

$\sigma_R$  - стандартное отклонение избирательности ПРМ на частоте  $f_{\Pi}$ , соответствующее ОКП или ПКП дБ.

### 2.4.3. Анализ нелинейных эффектов в ПРМ.

На рисунке 2.11 представлена упрощённая схема анализа помех, опасных по возникновению нелинейных эффектов в ПРМ.



Рисунок 2.11 – Упрощённая схема анализа нелинейных эффектов

Для определения помех, которые могут вызвать нелинейные эффекты в ПРМ, необходимо определить полосу частот относительно частоты настройки ПРМ, в пределах которой данные помехи будут учитываться в расчётах. В [10,32,85] предлагаются максимальные расстройки частоты для сигналов, которые образуют интермодуляционные продукты 3-го порядка. При этом считается, что с вероятностью 0,75 данные расстройки для ПРМ различных диапазонов не превысят определённых значений. В [91] для оценки ЭМС РЭС на объекте в диапазоне частот 225 – 400 МГц полоса частот для оценки нелинейных эффектов принята 20 МГц. На основе частотно-ограниченной модели входной цепи в оценке нелинейных эффектов участвуют сигналы, частоты которых попадают в полосу ВЦ, определённую на заданном уровне ограничительной линии  $S_3$ , и не совпадают с частотами основного и побочных каналов приёма.

Частотное условие для помех, которые опасны по нелинейным эффектам выглядит:

$$\begin{cases} p = 1..p_{\max}, \\ s = 1..s_{\max}, \\ |f_{\text{ПРМ } p} - f_{\text{КП } s}| > (B_{\text{ПРМ } p} + B_{\text{КП } s}) / 2, \\ |f_{\text{ПРМ } p} - f_{\text{ВЦ}}| < (B_{\text{ПРМ } p} + B_{\text{ВЦ}}) / 2. \end{cases} \quad (2.95)$$

Выполнение частотного критерия (2.95) свидетельствует о наличии канала проникновения помехи потенциально опасной по возникновению нелинейных эффектов в ПРМ, т.е. определяет наличие КППНЭ. В результате перебора всех излучений получим следующие параметры:

$$\begin{cases} p_{\text{НЭ } b}, \\ b = 1..b_{\max}, \end{cases} \quad (2.96)$$

где

$b_{\max}$  - количество КППНЭ;

$p_{\text{НЭ } b}$  -  $p$  - е излучение (на гармонике или субгармонике), которое участвует в образовании  $b$ -го КППНЭ.

Для данных помех аналогично (2.74), (2.75) определяются граничные частоты, в пределах которых помеха проникает на вход БНУ через ВЦ:

$$f_{HЭн_b} = \begin{cases} f_{ПИН_p}, f_{ПИН_p} \geq f_{ВЦн}, \\ f_{ВЦн}, f_{ПИН_p} < f_{ВЦн}. \end{cases} \quad (2.97)$$

$$f_{HЭв_b} = \begin{cases} f_{ПИв_p}, f_{ПИв_p} \leq f_{ВЦв}, \\ f_{ВЦв}, f_{ПИв_p} > f_{ВЦв}. \end{cases} \quad (2.98)$$

где

$f_{HЭн_b}, f_{HЭв_b}$  - нижняя и верхняя граничные частоты  $b$  – го КППНЭ.

Средняя частота и ширина полосы частот  $b$  – го КППНЭ определяются:

$$f_{HЭ_b} = (f_{HЭн_b} + f_{HЭв_b}) / 2 \quad (2.99)$$

$$B_{HЭ_b} = f_{HЭв_b} - f_{HЭн_b} \quad (2.100)$$

В результате ЧОП НЭ получаем частотные параметры для каждого  $b$  - го КППНЭ:

$$\begin{cases} f_{HЭ_b}, f_{HЭн_b}, f_{HЭв_b}, B_{HЭ_b}, \\ b = 1..b_{max}. \end{cases} \quad (2.101)$$

Далее осуществляется энергетическая оценка помех по нелинейным эффектам (ЭОП НЭ). Для этого определяется мощность помехи на входе БНУ с учётом избирательных свойств МВЦ и коэффициента связи между антеннами ПРД и ПРМ. Используя численный метод прямоугольников, для мощности помехи по  $b$  – му КППНЭ можно записать:

$$P_{ПБНУ_b} = \Delta h \sum_{m=0}^{l-1} W_{ПБНУ}(f), \quad (2.102)$$

где

$$\Delta h = [f_{HЭв_b} - f_{HЭн_b}] / l \quad (2.103)$$

- шаг, с которым рассчитывается мощность в пределах  $b$ -го КППНЭ,  $l$  – количество шагов, Гц;

$$f = f_{HЭн_b} + m\Delta h + \Delta h / 2 \quad (2.104)$$

- значение частоты на  $m$  – м шаге в пределах  $b$  – го КППНЭ,  $0 \leq m \leq l-1$ ;

$W_{ПБНУ}(f)$  - спектральная плотность мощности на частоте  $f$ , определяется, Вт/Гц:

$$W_{ПБНУ}(f) = 10^{\left\{ \frac{W_m + W[f, p_{HЭ_b}] - S_{ВЦ}(f) + L_{св}(f_{HЭ_b})}{10} \right\}}, \quad (2.105)$$

где

$W_m$  - максимальное значение спектральной плотности мощности ПРД, дБ(Вт/Гц);

$$W(f, p_{HЭb}) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_T} \left( X_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left[ \frac{f - f_{ПИ\ p_{HЭb}}}{f_{\zeta} n_{p_{HЭb}}} \right] + a_{ПИ\ p_{HЭb}} \right) \times \\ \times \left( \Pi(f - f_{ПИ\ p_{HЭb}} - f_{\zeta} p_{HЭb}) - \Pi(f - f_{ПИ\ p_{HЭb}} - f_{\zeta+1} p_{HЭb}) \right), f \neq f_{ПИ\ p_{HЭb}} \\ a_{ПИ\ p_{HЭb}}, f = f_{ПИ\ p_{HЭb}}. \end{cases} \quad (2.106)$$

- нормированное значение спектральной плотности мощности  $p$  – го излучения, соответствующего  $b$  – у КППНЭ, дБ(Вт/Гц);

$S_{ВЦ}(f)$  – нормированное значение характеристики частотной избирательности входной цепи, определяется в соответствии с (2.37), (2.38), дБ.

Коэффициент связи на средней частоте  $b$  – го КППНЭ  $L_{св}(f_{HЭb})$  определяется в соответствии с методикой, которая представлена в Приложении А.

### **Оценка эффекта блокирования ПРМ**

Степень блокирования ПРМ по  $b$  – му КППНЭ определяется коэффициентом блокирования в соответствии с одним из выражений (2.55), (2.64), (2.67) в зависимости от вида имеющихся исходных данных ПРМ:

$$K_{БЛb} = \frac{P_{ПВНУb} K_{БЛДОП} 10^{S_{ВЦ}(f_{ПДОП})/10}}{P_{\min} 10^{D_{БЛ}/10}} \quad (2.107)$$

где

$K_{БЛДОП}$  – допустимый коэффициент блокирования ПРМ;

$P_{ПВНУb}$  – мощность помехи на входе БНУ по  $b$  – му КППНЭ, Вт;

$S_{ВЦ}(f_{ПДОП})$  – избирательность входной цепи на заданной частоте, для которой определяется допустимый уровень блокирующей помехи на входе ПРМ  $P_{ВХПРМ\ доп}$  (уровень помехи, при котором коэффициент блокирования равен допустимому значению  $K_{БЛДОП}$ ), дБ.

$P_{\min}$  – чувствительность ПРМ, Вт;

$D_{БЛ}$  – динамический диапазон ПРМ по блокированию, дБ;

$$K_{БЛb} = \frac{0,109 P_{ПБНУb}}{P_{ВХ\text{ дБ БЛ}}}; \quad (2.108)$$

$$K_{БЛb} = \frac{0,217 P_{ПБНУb}}{P_{ВХ\text{ дБ}}}. \quad (2.109)$$

Вывод о том вызывает ли эффект блокирования излучение, образующее  $b$  – й КППНЭ осуществляется при помощи критерия блокирования:

$$K_{БЛb} \leq K_{БЛДОП}. \quad (2.110)$$

Если на ПРМ действует более одного излучения, то коэффициент блокирования определяется в виде суммы парциальных коэффициентов блокирования, обусловленных проникновением излучений на вход БНУ через  $b$  – е КППНЭ, [25]:

$$K_{БЛ} = \sum_{b=1}^{b_{\max}} K_{БЛb} \quad (2.111)$$

Выявление наиболее опасных ПРД, излучения которых вызывают эффект блокирования осуществляется при помощи критерия блокирования:

$$K_{БЛ} \leq K_{БЛДОП} \quad (2.112)$$

После перебора всех дуэльных ситуаций осуществляется комплексная оценка помех (КОП). На этапе КОП осуществляется энергетическая оценка суммарной мощности помех от всех ПРД, суммарного коэффициента блокирования от всех ПРД, опасных по блокированию, а также оценка эффекта интермодуляции.

В результате перебора  $M$  дуэльных ситуаций на этапе ЧОП НЭ, где  $M$  – количество рассматриваемых при оценке ЭМС передатчиков, получаем совокупность  $b_{\Sigma}$  помех, опасных по возникновению нелинейных эффектов, которые в дальнейшем используются для анализа эффекта интермодуляции:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{Пv}, P_{ПБНУv} \\ v = 1..b_{\Sigma}, \end{array} \right. \quad (2.113)$$

где

$f_{\Pi\nu}$  -  $\nu$ -я частота КППНЭ, в образовании которого участвует  $p$ -е излучение  $j$ -го ПРД ( $j=1..M$ ) и которая является элементом массива  $f_{\Pi}$  длиной  $b_{\Sigma}$ ;

$P_{\text{ПБНУ}\nu}$  - мощность  $\nu$ -ой помехи на входе БНУ из массива  $P_{\text{ПБНУ}}$ , длина которого  $b_{\Sigma}$ ;

$$b_{\Sigma} = \sum_B b_{\max} \quad (2.114)$$

- общее количество излучений  $B$ , полученных в результате оценки  $M$  дуэльных ситуаций, для которых выполняется ЧК НЭ (2.95).

Коэффициент блокирования от совокупности ПРД, которые отобраны на этапе ЧОП НЭ определяется:

$$K_{\Sigma\text{БЛ}} = \sum_{b_{\Sigma}} K_{\text{БЛ}} \quad (2.115)$$

Далее осуществляется проверка критерия блокирования для излучений от совокупности ПРД:

$$K_{\Sigma\text{БЛ}} \leq K_{\text{БЛДОП}}. \quad (2.116)$$

### ***Анализ эффекта интермодуляции в ПРМ***

Интермодуляция в ПРМ представляет собой нелинейный эффект, возникающий при взаимодействии на входе ПРМ двух и более мешающих сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приёма [5]. Поэтому в анализе эффекта интермодуляции участвуют помехи на частотах, которые отобраны на этапе ЧОП НЭ при помощи частотных условий (2.95). Для возникновения помех интермодуляции в ПРМ необходимо выполнение частотного критерия интермодуляции (ЧК ИМ):

$$f_{\text{КПН}_s} < f_{\text{ИМ}_M} < f_{\text{КПВ}_s}, \quad (2.117)$$

где

$$f_{\text{ИМ}_M} = |2f_{\Pi_{a(c)}} - f_{\Pi_{c(a)}}| \quad (2.118)$$

- частота  $M$ -го продукта двухсигнальной интермодуляции, где  $a=1..b_{\Sigma}-1, c=a+1..b_{\Sigma}$ , где  $b_{\Sigma}$  - длина массива  $f_{\Pi}$  (2.113);

$f_{\Pi_{a(c)}}, f_{\Pi_{c(a)}}$  - частоты излучений источников помех из массива  $f_{\Pi}$ ;

$f_{КПН_s}, f_{КПВ_s}$ , - нижняя и верхняя граничные частоты основного канала приёма.

Для перебора двухсигнальных комбинаций (2.118) частоты берутся из массива  $f_{\pi}$ , который состоит из  $\nu - x$  частот, образующих КПНЭ (2.113). Далее проверяется частотное условие интермодуляции (2.117).

Уровень интермодуляционных помех определяется в соответствии с одним из следующих выражений, в зависимости от вида исходных данных ПРМ. Если известен коэффициент интермодуляции 3 – го порядка  $K_{2,1}$ , определяемый трёхсигнальным методом [63], то:

$$P_{ИМ_{ИМ}} = 2P_{ПБНУ_{a(c)}} + P_{ПБНУ_{c(a)}} - S(f_{ИМ_{ИМ}}, s) - K_{2,1}, \quad (2.119)$$

где

$P_{ПБНУ_{a(c)}}, P_{ПБНУ_{c(a)}}$  - мощности помех на входе БНУ на частотах  $f_{\pi_{a(c)}}, f_{\pi_{c(a)}}$ , дБм;

$S(f_{ИМ_{ИМ}}, s)$  - значение избирательности по ОКП с учётом СКП на частоте интермодуляционной помехи, дБ:

$$S(f_{ИМ_{ИМ}}, s) = \begin{cases} \sum_{\zeta=0}^{\zeta_R-1} \left( S_{\zeta} + M_{\zeta} \lg \left( \frac{f_{ИМ_{ИМ}} - f_{КП_s}}{f_{\zeta}} \right) \right) \times \\ \times \left( H[f_{ИМ_{ИМ}} - f_{КП_s} - f_{\zeta}] - H[f_{ИМ_{ИМ}} - f_{КП_s} - f_{\zeta+1}] \right) \\ 0, f_{ИМ_{ИМ}} = f_{КП_s} \end{cases}, f_{ИМ_{ИМ}} \neq f_{КП_s}, \quad (2.120)$$

Если известно значение точки пересечения 3 – го порядка  $IP3_{ВЫХ}$  или динамический диапазон по интермодуляции  $D_{ИМ}$ , то уровень ИМП, приведённый к входу ПРМ, можно определить, дБм:

$$P_{ИМ_{ИМ}} = 2P_{ПБНУ_{a,c}} + P_{ПБНУ_{c,a}} - S(f_{ИМ_{ИМ}}, s) + 2G - 2IP3_{ВЫХ}, \quad (2.121)$$

где  $G$  - коэффициент усиления преселектора, дБ.

Если задан динамический диапазон ПРМ по интермодуляции, то можно определить параметр  $IP3_{ВЫХ}$ , [9]:

$$IP3_{ВЫХ} = \frac{3}{2} D_{ИМ} + P_{\min} - G.$$

или

$$IP3_{ВЫХ} = IP3_{ВХ} + G,$$

где  $IP_{3_{BX}}$  - точка пересечения третьего порядка, отнесённая к входу, дБм.

Для оценки степени воздействия  $IM$ -го продукта интермодуляции используется энергетический критерий интермодуляции (ЭК ИМ):

$$P_{IM_{IM}} \leq P_{П доп}. \quad (2.122)$$

Суммарная мощность  $Q$  продуктов интермодуляции определяется, Вт:

$$P_{ИМ\Sigma} = \sum_{IM=1}^Q \left( 10^{(P_{ИМ_{IM}} - 30)/10} \right). \quad (2.123)$$

Для оценки степени воздействия совокупности  $Q$  продуктов интермодуляции используется ЭК ИМ:

$$P_{ИМ\Sigma} \leq P_{П доп}, \quad (2.124)$$

где  $P_{П доп}$  в Вт.

Оценка стандартного отклонения мощности продукта интермодуляции определяется:

$$\sigma_{ИМ} = \sqrt{4\sigma_{ПБНУ_{a(c)}}^2 + \sigma_{ПБНУ_{c(a)}}^2}, \quad (2.125)$$

где

$\sigma_{ПБНУ_{a(c)}}$  - стандартное отклонение уровня первой помехи на входе ПРМ, дБ;

$\sigma_{ПБНУ_{c(a)}}$  - стандартное отклонение уровня второй помехи на входе ПРМ, дБ;

### ***Интегральный критерий ЭМС***

Заключительным этапом анализа ЭМС является проверка интегрального критерия, включающего в себя энергетический критерий и критерий блокирования:

$$\begin{cases} P_{\Sigma} + P_{ИМ\Sigma} + P_{Ш\Sigma} \leq P_{П доп}, \\ K_{\Sigma БЛ} \leq K_{БЛ доп}. \end{cases} \quad (2.126)$$

где

$$P_{Ш\Sigma} = 10^{P_{ШВН}/10} + 10^{P_{ИРП}/10}$$

- суммарная мощность промышленных радиопомех  $P_{ИРП}$  (4.3), дБВт и внешних естественных источников шумов  $P_{ШВН}$  (4.5), дБВт.

Критерий учитывает энергетический вклад отдельных излучений от всех излучений передатчиков, проникающих на выход ПРМ через различные каналы приёма, а также приращение мощности продуктов интермодуляции, мощности промышленных радиопомех и внешних источников естественных помех. Одновременно проверяется критерий блокирования, учитывающий совокупность парциальных коэффициентов блокирования от излучений, прошедших этап ЧОП НЭ. ЭМС обеспечивается, если выполняются оба критерия в составе (2.126). Если один из критериев не выполняется, считается, что ЭМС не обеспечивается.

### **Выводы**

Вторая глава посвящена разработке методов и методики оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях. Предложен модернизированный подход к оценке ЭМС, в основе которого лежит идея использования частотно-ограниченных моделей характеристик РЭС. В ходе исследований учитывались результаты как известных работ [8,9,10,25,26,27,32,72,78], так и собственных [28,30,40,42,45]. В результате предложены модифицированные модели характеристики радиоизлучений ПРД, характеристики избирательности ПРМ, а также методика оценки ЭМС, основанная на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС.

Особенности моделирования излучений заключаются в следующем:

1. Математическая модель излучений позволяет представлять как основное излучение с учётом внеполосных, так и побочные излучения на гармониках и субгармониках. При этом учитывается характер частотной зависимости спектра соответствующего излучения. Отличительной особенностью модели является совместное применение кусочно-линейной аппроксимации основного и внеполосных излучений, функции Хевисайда и масштабирования основного и внеполосных излучений по уровню и по частоте. Такой подход позволяет использовать универсальный (единый) алгоритм для моделирования различных излучений (см. п. 3.2.1) и учесть характер частотной зависимости излучений.

2. При моделировании используется метод, который позволяет определить

необходимое количество излучений на гармониках и на субгармониках, которые будут учитываться в расчётах ЭМС, исходя из заданного уровня ограничительной линии.

3. Предложен метод расчёта частотных параметров излучений на заданном уровне ограничительной линии, основанный на определении номера участка аппроксимации, как для основного с учётом внеполосных излучений, так и для масштабированного излучения на гармонике или субгармонике. Совокупность частотных параметров излучений определяют частотную модель излучений.

4. Частотно-ограниченная модель характеристики излучений позволяет представлять как симметричные, так и несимметричные классы излучений, например, классы излучений аналогового телевидения.

Особенности моделирования каналов приёма состоят в следующем:

1. Математическая модель каналов приёма позволяет представлять как основной канал приёма с учётом соседних, так и побочные каналы приёма, которые образуются при взаимодействии гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина. Отличительной особенностью модели также является совместное применение кусочно-линейной аппроксимации основного с учётом соседних каналов приёма, функции Хевисайда и масштабирования основного канала приёма с учётом соседних по уровню и по частоте. Такой подход также позволяет использовать универсальный (единый) алгоритм (см. п. 3.2.2) для моделирования различных каналов приёма и учесть характер частотной зависимости каналов приёма.

2. При моделировании используется метод, который позволяет определить необходимое количество каналов приёма, которые будут учитываться в расчётах ЭМС, исходя из заданного уровня ограничительной линии.

3. Используется метод расчёта частотных параметров каналов приёма на заданном уровне ограничительной линии, основанный на определении номера участка аппроксимации для основного канала приёма с учётом соседних и для масштабированных побочных каналов приёма. Совокупность частотных параметров каналов приёма определяют частотную модель каналов приёма.

Также рассчитываются частотные параметры входной цепи ПРМ, которые определяют частотную модель входной цепи.

Особенности методики оценки ЭМС состоят в следующем:

1. Применяется способ определения КПП, основанный на использовании частотной модели излучений и частотной модели каналов приёма. Такой подход позволяет идентифицировать излучения и каналы приёма, которые образуют данный КПП, а также определить граничные частоты КПП, в пределах которых помеха проникает на выход ПРМ. Также данный подход позволяет выявить наиболее опасные излучения и наиболее уязвимые каналы приёма в реальной ЭМО на основе оценки приращения мощности по определённым КПП к совокупному уровню помех на выходе ПРМ.

2. Используется способ определения КППНЭ, основанный на использовании частотной модели излучений и частотной модели входной цепи ПРМ. Такой подход позволяет идентифицировать излучения и определить граничные частоты КППНЭ, в пределах которых данное излучение проникает на вход УРЧ. Далее с использованием частотных параметров КППНЭ рассчитывается мощность данного излучения и производится оценка блокирования и интермодуляции в ПРМ.

3. Для анализа нелинейных эффектов блокирования и интермодуляции используются параметры нелинейности, которые практически всегда известны для современных РЭС:  $P_{\text{ВХ } 1\text{дБ БЛ}}$  - точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, при блокировании;  $IP3_{\text{Вых}}$  - точка пересечения для 3 – го порядка интермодуляции, отнесённая к выходу.

4. Для результирующей оценки ЭМС группировки РЭС используется интегральный критерий ЭМС. Такой критерий учитывает суммарную мощность помех на выходе ПРМ, которая обусловлена приращением мощности помех от всех КПП, от всех продуктов интермодуляции, мощностью внешних естественных шумов и мощностью промышленных радиопомех, а также суммарный коэффициент блокирования, обусловленный действием излучений на входе УРЧ через КППНЭ.

### **3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЭМС СИСТЕМ СВЯЗИ И ОПОВЕЩЕНИЯ МПС В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ В СОСТАВЕ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА**

#### **3.1. Основной алгоритм оценки ЭМС РЭС**

Разработка полного алгоритма оценки ЭМС осуществляется по принципу поэтапной детализации основного алгоритма. Основной алгоритм отражает структуру и последовательность основных задач, которые необходимо решить при разработке полного алгоритма [40,41,46]. Решение основных задач подразумевает разработку вспомогательных алгоритмов (подпрограмм), каждый из которых, в свою очередь, представлен в виде собственной структуры вспомогательных алгоритмов. Таким образом, в основной алгоритм введены обращения к вспомогательным алгоритмам.

##### ***Основная задача алгоритма оценки ЭМС группировки РЭС***

Для оценки ЭМС группировки РЭС необходимо произвести оценку воздействия  $N$  ПРД на  $M$  ПРМ,  $j = 1..N$ ,  $i = 1..M$ . При этом необходимо оценить: воздействие излучений  $j$  - го ПРД и воздействие излучений от совокупности  $j - x$  ПРД на каждый  $i - й$  ПРМ через основной и побочные каналы приёма; воздействие излучений  $j$  - го ПРД и излучений от совокупности  $j - x$  ПРД на каждый  $i - й$  ПРМ на частотах, которые не совпадают с частотами основного и побочных каналов приёма. Последние способны вызвать в ПРМ нелинейные эффекты блокирования и интермодуляции, которые необходимо оценить.

Для решения поставленной задачи в основном алгоритме на рисунке 3.1 используются два определённых цикла: основной и вложенный. Во вложенном цикле осуществляется перебор всех  $j - x$  ПРД для каждого  $i - го$  ПРМ. Таким образом, реализуется анализ всех дуэльных ситуаций (ПРД-ПРМ). В ходе рассмотрения каждой дуэльной ситуации, в теле вложенного цикла, необходимо определить КПП и КППНЭ. В случае отсутствия КПП  $k_{\max} = 0$ , в случае отсутствия КПП НЭ  $b_{\max} = 0$ .

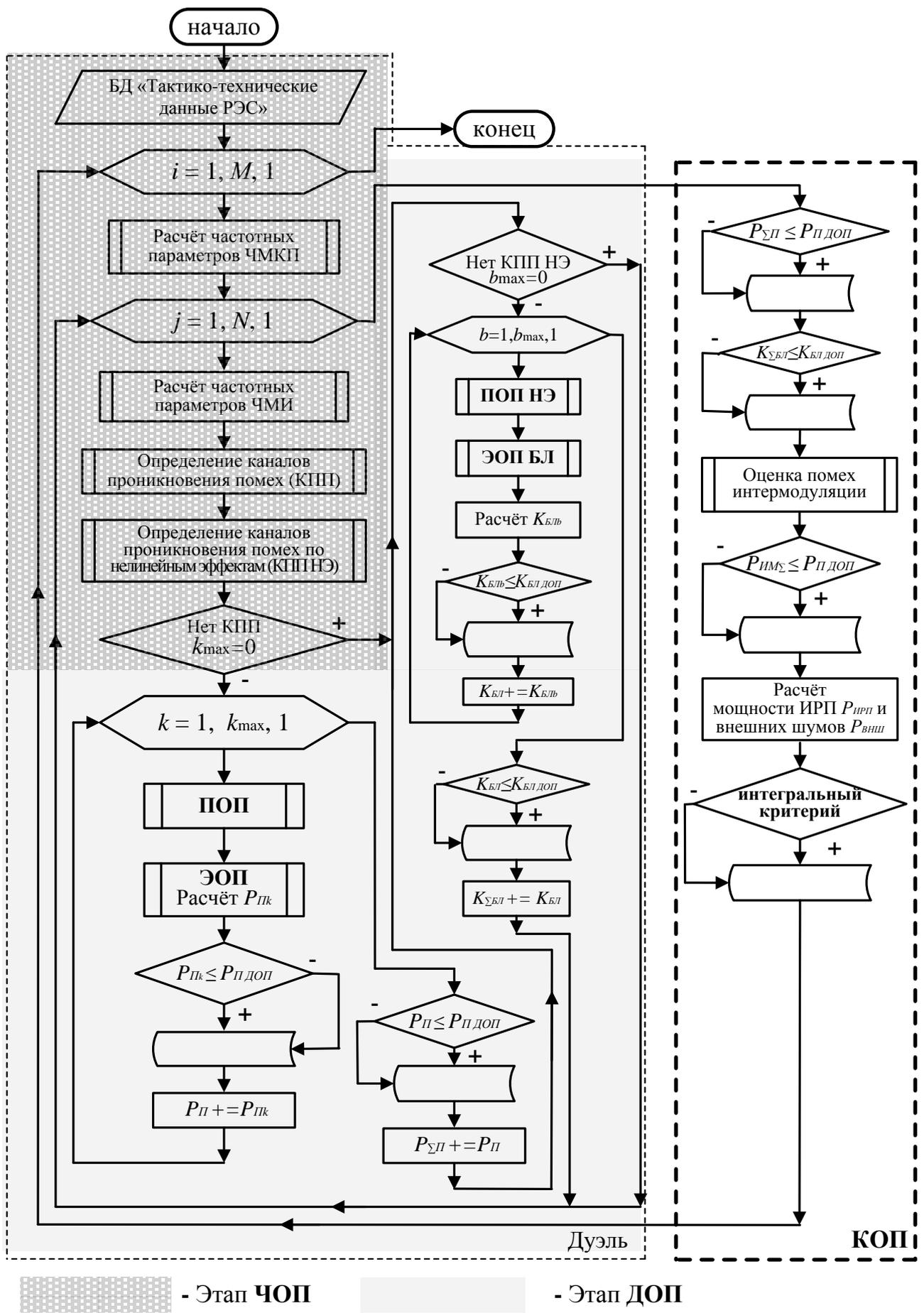


Рисунок 3.1 – Основной алгоритм оценки ЭМС РЭС

Если КПП существуют, т.е.  $k_{\max} > 0$ , то необходимо определить: мощность помех в пределах каждого  $k$  – го КПП  $P_{Гк}$  (2.79) и осуществить оценку мощности при помощи ЭК (2.86), где  $k=1..k_{\max}$ ; совокупную мощность помех от всех излучений  $j$  – го ПРД  $P_{П}$  (2.89), образующих  $k_{\max}$  КПП, и осуществить оценку данной мощности при помощи ЭК (2.90).

Если КППНЭ существуют, т.е.  $b_{\max} > 0$ , то необходимо: определить мощность помех в пределах каждого  $b$  - го КППНЭ на входе БНУ (2.102), коэффициент блокирования по  $b$  – му КППНЭ  $K_{Бл_b}$ , в соответствии с одним из выражений (2.107), (2.108) или (2.109) и осуществить оценку степени блокирования ПРМ при помощи КБ (2.110), где  $b=1..b_{\max}$ ; определить коэффициент блокирования для совокупности  $b$  – х КППНЭ  $K_{Бл}$  (2.111) и осуществить оценку степени блокирования ПРМ при помощи КБ (2.112).

Комплексная оценка помех осуществляется на выходе вложенного цикла перебора  $j$  - х ПРД. В результате комплексной оценки помех для каждого  $i$  – го ПРМ: определяется совокупная мощность помех  $P_{\Sigma П}$  (2.91) от всех ПРД, которые образуют КПП и производится оценка мощности при помощи ЭК (2.92); определяется суммарный коэффициент блокирования  $K_{\Sigma Бл}$  (2.115) от совокупности ПРД, излучения которых образуют КППНЭ и производится оценка степени блокирования ПРМ при помощи КБ (2.116).

Далее определяется наличие или отсутствие помех интермодуляции. Если интермодуляционные помехи существуют, т.е.  $Q > 0$ , то: определяется мощность  $IM$  – й интермодуляционной помехи  $P_{IM_{IM}}$  в соответствии с одним из выражений (2.119) или (2.121) и осуществляется оценка мощности данной помехи при помощи ЭК ИМ (2.122), где  $IM=1..Q$ ; определяется суммарная мощность от совокупности  $Q$  продуктов интермодуляции  $P_{IM\Sigma}$  (2.123) и производится оценка данной мощности при помощи ЭК ИМ (2.124). Далее производится расчёт мощности промышленных радиопомех (4.3) и внешних естественных шумов (4.5).

В завершении этапа комплексной оценки помех осуществляется проверка интегрального критерия ЭМС (2.126).

### 3.2. Этап частотной оценки помех

Задачей этапа ЧОП является определение частотных параметров КПП (2.78) и КППНЭ (2.101), которые используются на этапе ЭОП. Для этого необходимо определить параметры частотной модели излучений (2.6), параметры частотной модели каналов приёма (2.23) и параметры частотной модели входной цепи ПРМ (2.40) – (2.42).

#### 3.2.1. Алгоритм расчёта частотных параметров излучений

**Задача.** Необходимо определить частотные параметры (2.6) для  $p$  – х излучений, соответствующих уровню ограничительной линии  $X_3$ ,  $p = 1..p_{\max}$ .

Результатами вычислений являются массивы частотных параметров излучений на гармониках и субгармониках длиной  $p_{\max}$ :

$f_{\text{пл}}$  - массив средних частот излучений;

$f_{\text{плн}}$  - массив нижних граничных частот излучений;

$f_{\text{плв}}$  - массив верхних граничных частот излучений;

$B_{\text{пл}}$  - массив значений ширины полосы частот излучений;

$n_{\text{пл}}$  - массив коэффициентов для частот  $p$  – х излучений на субгармониках и гармониках,  $n = \frac{1}{m_{\max}} \dots \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, 1, 2.. n_{\max}$ ;

$a_{\text{пл}}$  - массив относительных уровней  $p$  – х излучений.

Алгоритм определения параметров ЧМИ включает в себя следующие вспомогательные алгоритмы, рисунок 3.2:

1. Алгоритм расчёта максимального номера гармоники  $n_{\max}$  - «Расчёт  $n_{\max}$ »;
2. Алгоритм расчёта максимального номера субгармоники - «Расчёт  $m_{\max}$ »;
3. Алгоритм расчёта нижней граничной частоты  $p$  - го излучения на уровне ограничительной линии  $X_3$  – «Расчёт  $f_{\text{плн}_p}$ »;
4. Алгоритм расчёта верхней граничной частоты  $p$  - го излучения на уровне ограничительной линии  $X_3$  – «Расчёт  $f_{\text{плв}_p}$ »;
5. Алгоритм расчёта относительных уровней  $p$  - х излучений – «Расчёт  $a_{\text{пл}_p}$ ».

Исходные данные для алгоритма представлены в таблице 3.1.

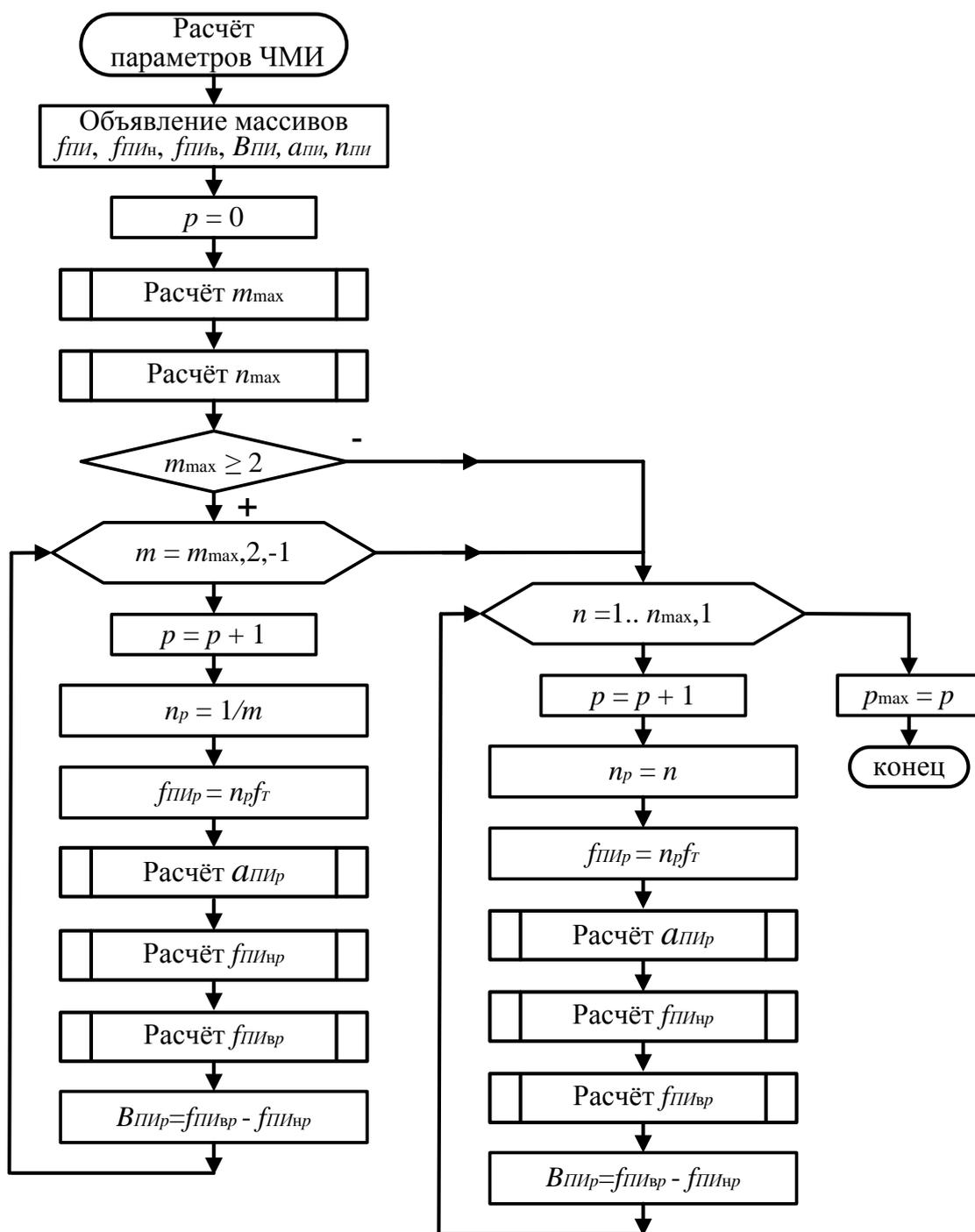


Рисунок 3.2 – Алгоритм «Расчёт параметров ЧМИ»

Таблица 3.1– Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_T$	Средняя частота основного излучения
$\zeta_T$	Количество участков аппроксимации для внеполосных излучений
$X$	Массив $\zeta$ -х значений уровня ограничения внеполосных излучений для $0 \leq \zeta \leq \zeta_T$
$\Delta f$	Массив значений частотного сдвига, соответствующих $\zeta$ – м уровням ограничения внеполосных излучений, $0 \leq \zeta \leq \zeta_T$
$A_1, B_1, A_2, B_2$	Среднестатистические коэффициенты, определяющие относительный уровень побочных излучений на гармониках и субгармониках
$X_3$	Уровень ограничительной линии для излучений

Сначала определяются параметры  $m_{\max}$ ,  $n_{\max}$ , которые учитывают количество субгармоник и гармоник, излучения на которых будут участвовать в дальнейшем анализе. Если  $m_{\max} \geq 2$ , то в анализе участвуют излучения на субгармониках. Каждому излучению, начиная от излучения на максимальной субгармонике и, заканчивая излучением на максимальной гармонике, присваивается порядковый номер -  $p$ . Для каждого  $p$  - го излучения определяются частотные параметры: центральная частота (2.8), граничные частоты (2.18), (2.19) или (2.21) и ширина полосы частот на уровне  $X_3$  (2.20). Также определяется относительный уровень  $p$  - го излучения (2.13). Таким образом, определяются массивы указанных параметров длиной  $p_{\max}$ .

Алгоритмы определения параметров  $m_{\max}$  и  $n_{\max}$  представлены на рисунке 3.3. Исходные данные приведены в таблице 3.1.

Алгоритмы позволяют определить излучения, относительный уровень которых превышает уровень ограничительной линии  $X_3$ . Таким образом, на выходе условных циклов получаем количество и номера субгармоник и гармоник, излучения на которых будут учитываться в дальнейших расчётах.

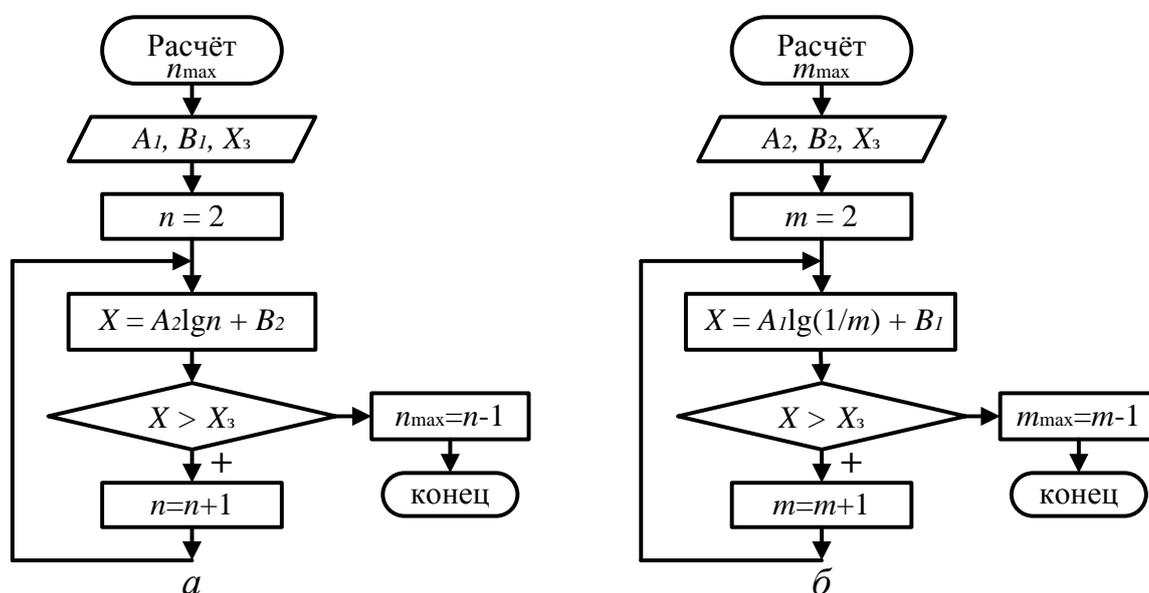


Рисунок 3.3 – Алгоритм  $a$  – «Расчёт  $n_{\max}$ »,  $б$  – «Расчёт  $m_{\max}$ »

Алгоритм определения относительных уровней излучений «Расчёт  $a_{лп, p}$ », рисунок 3.4 основан на выражении (2.13). Для расчёта параметра  $a_{лп, p}$  внутри циклов (рис.3.2) сначала определяется коэффициент  $n_p$ , указывающий на тип

$p$  – го излучения – на субгармонике или на гармонике.

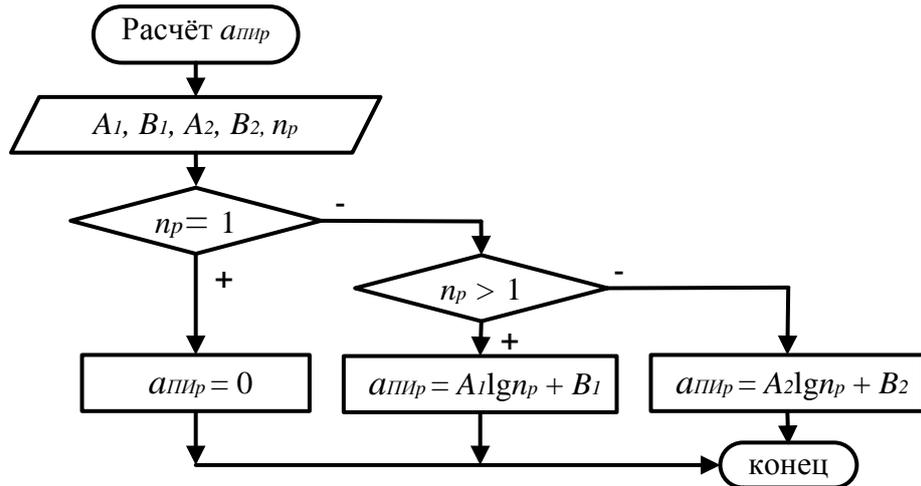


Рисунок 3.4 – Алгоритм «Расчёт  $a_{лпp}$ »

Алгоритм определения граничных частот излучений

Для определения граничных частот ЧМИ (2.18), (2.19) на уровне  $X_3$  необходимо решить задачу поиска участков аппроксимации для  $p$  – го излучения -  $L(p)$  и  $R(p)$ . Блоки, обозначенные на рисунке 3.5 пунктирной линией, осуществляют поиск участков аппроксимации с учётом сдвига побочного излучения на  $p$ -й гармонике вниз на величину  $a_{лпp}$ .

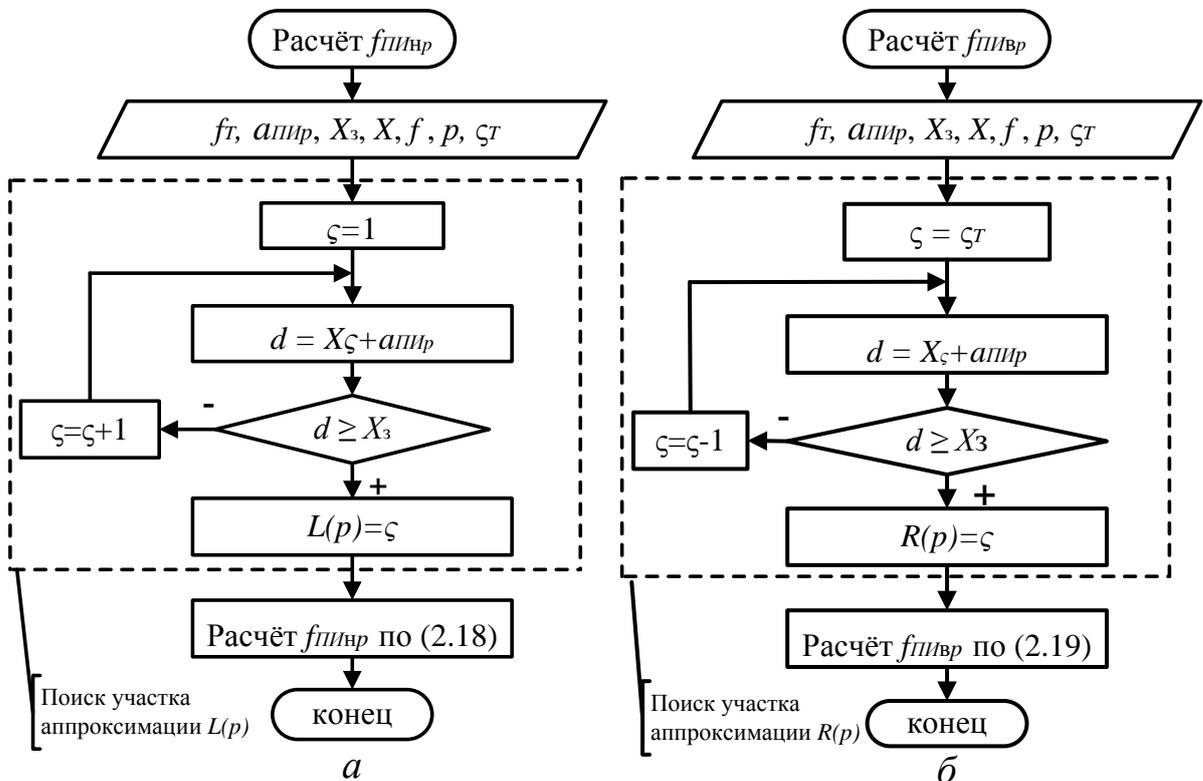


Рисунок 3.5 – Алгоритм а – «Расчёт  $f_{лпp}$ », б - «Расчёт  $f_{лпвp}$ »

Алгоритм определения верхней граничной частоты (рис.3.5,*a*) используется только для несимметричного излучения. В противном случае для расчёта верхней граничной частоты  $p$ -го излучения используется выражение (2.21).

### 3.2.2. Алгоритм расчёта частотных параметров каналов приёма

**Задача.** Необходимо определить частотные параметры (2.23) для всех  $s$ -х каналов приёма, образованных параметрами  $\eta, q, t$ , на заданном уровне ограничительной линии  $S_3$ ,  $\eta \pm 1, q = 1..q_{\max}, t_q = 1..t_{\max q}$ .

Общее количество каналов  $s_{\max}$ , учитываемых при анализе, определяется (2.24). Вместе с частотными параметрами каналов приёма определяются частотные параметры входной цепи ПРМ.

Результатом вычислений алгоритма будут массивы длиной  $s_{\max}$ :

$f_{кп}$  - массив средних частот каналов приёма;

$f_{кпн}$  - массив нижних граничных частот каналов приёма;

$f_{кпв}$  - массив верхних граничных частот каналов приёма;

$B_{кп}$  - массив значений ширины полосы частот каналов приёма;

$b_{кп}$  - массив значений относительного уровня избирательности каналов приёма;

$q_{кп}$  - массив номеров гармоник входного сигнала, участвующих в образовании  $s$ -х каналов приёма;

$t_{кп}$  - массив номеров гармоник гетеродина, участвующих в образовании  $s$ -х каналов приёма;

$\eta_{кп}$  - массив коэффициентов  $\eta$ , участвующих в образовании  $s$ -х каналов приёма;

Для параметров ЧМВЦ получим:

$f_{вцн}$  – нижняя граничная частота входной цепи на заданном уровне  $S_3$ ;

$f_{вцв}$  - верхняя граничная частота входной цепи на заданном уровне  $S_3$ ;

$B_{вц}$  - ширина полосы частот входной цепи на заданном уровне  $S_3$ .

Алгоритм включает следующие вспомогательные алгоритмы, рисунок 3.6:

1. Алгоритм расчёта параметра  $q_{\max}$  – « $q_{\max}$ »
2. Алгоритм расчёта параметра  $t_{\max q}$  – « $t_{\max q}$ »;

3. Алгоритм определения относительного уровня избирательности  $s$  –  $x$  каналов приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$  – «Расчёт  $b_{кп_s}$ »;
4. Алгоритм расчёта верхней граничной частоты  $s$  - го канала приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$ , на заданном уровне ограничительной линии  $X_3$  – «Расчёт  $f_{пв_s}$ »;
5. Алгоритм расчёта частотных параметров входной цепи на заданном уровне ограничительной линии  $S_3$  – «Расчёт частотных параметров ВЦ».

Исходные данные необходимые для алгоритма представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_R$	Средняя частота основного канала приёма
$f_G$	Частота гетеродина ПРМ
$f_{ПЧ}$	Частота ПЧ ПРМ
$\xi$	Признак настройки гетеродина, $\xi=1$ или $\xi=-1$
$\zeta_R$	Количество участков аппроксимации основного канала приёма с учётом внеполосных
$S$	Массив уровней ограничения для $\zeta$ – $x$ участков аппроксимации основного канала приёма с учётом соседних, $0 \leq \zeta \leq \zeta_R$
$\Delta f$	Массив частотных сдвигов, соответствующие $\zeta$ – $m$ участкам аппроксимации внеполосных каналов приёма, $0 \leq \zeta \leq \zeta_R$
$\zeta_{ВЦ}$	Количество участков аппроксимации характеристики избирательности входной цепи ПРМ
$S_{ВЦ}$	Массив уровней ограничений $\zeta$ – $x$ участков аппроксимации характеристики частотной избирательности входной цепи, $0 \leq \zeta \leq \zeta_{ВЦ}$
$\Delta f_{ВЦ}$	Массив частотных сдвигов, соответствующие $\zeta$ – $m$ участкам аппроксимации характеристики избирательности входной цепи
$f_{ВЦ}$	Средняя частота входной цепи ПРМ
$S_3$	Уровень ограничительной линии для каналов приёма
$S_{ВЦ3}$	Уровень ограничительной линии для ВЦ
$I_1, J_1, I_2, J_2$	Среднестатистические коэффициенты, определяющие относительный уровень избирательности побочных каналов приёма
$S_{зк}$	Избирательность ПРМ по зеркальному каналу приёма
$S_{ПЧ}$	Избирательность ПРМ по каналу приёма на промежуточной частоте

Сначала определяется параметр  $q_{\max}$  - максимальный порядок побочных каналов приёма, которые будут рассматриваться при анализе. Далее определяется

параметр  $t_{\max q}$ , который для каждого  $q$  учитывает максимальный номер гармоники гетеродина, участвующей в образовании канала приёма.

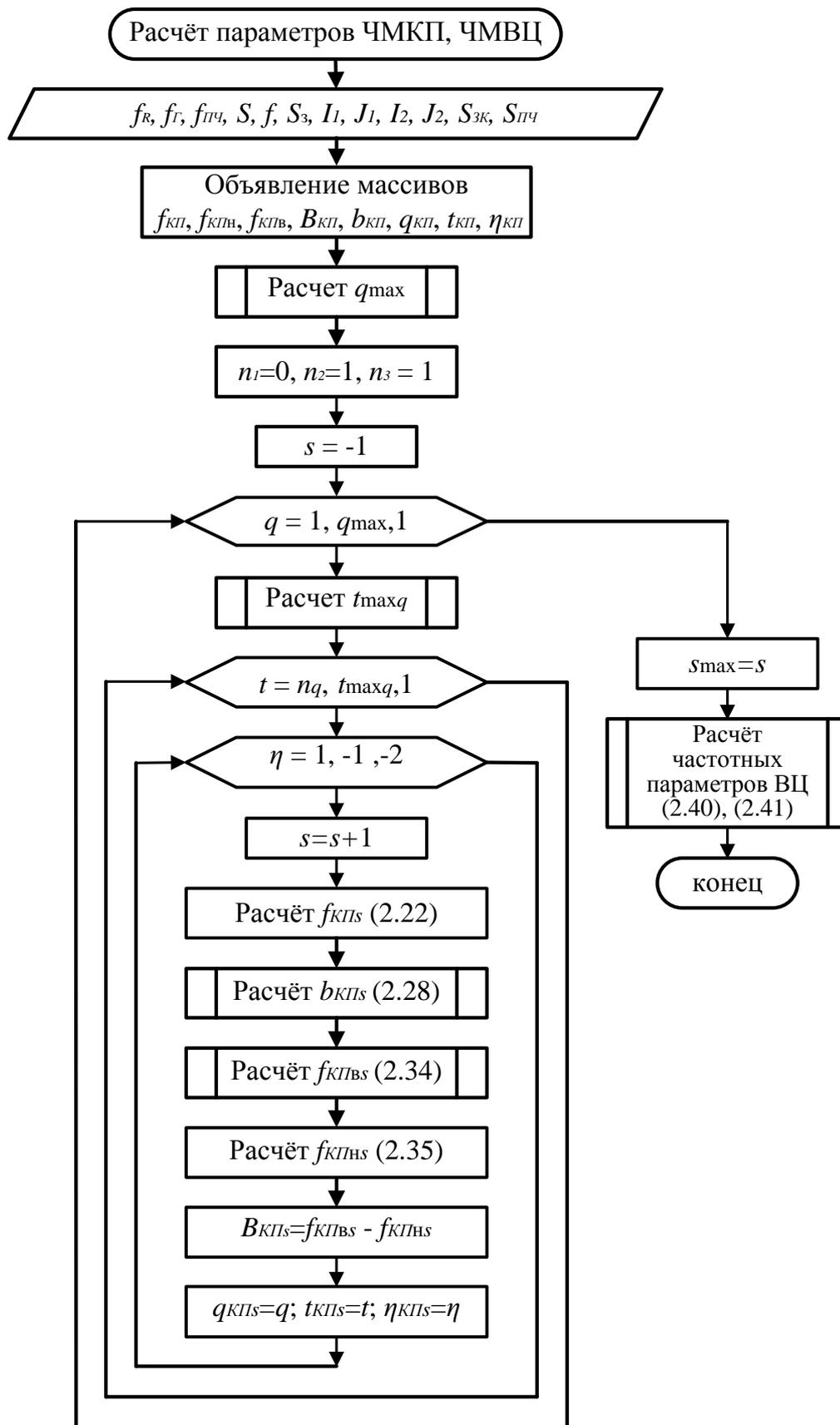


Рисунок 3.6 – Алгоритм «Расчёт параметров ЧМКП, ЧМВЦ»

Если  $q_{\max} = 1$ , то в анализ включаются только каналы приёма, образованные гармониками гетеродина. При помощи циклов перебора параметров  $\eta, q, t$  сначала определяется относительный уровень избирательности  $b_{\text{кпс}}$ , а затем все частотные параметры для каждого канала приёма, начиная от канала на ПЧ: центральная частота  $f_{\text{кпс}}$  (2.22); нижняя  $f_{\text{кпн}}$  и верхняя  $f_{\text{кпв}}$  граничные частоты на уровне  $S_3$  (2.34), (2.35); ширина полосы частот  $B_{\text{кпс}}$  на уровне  $S_3$  (2.36). Каждому каналу приёма присваивается порядковый номер -  $s$ . На выходе цикла перебора  $q$  определяются частотные параметры входной цепи.

Алгоритмы определения параметров « $q_{\max}$ » и « $t_{\max q}$ » представлены на рисунке 3.7.

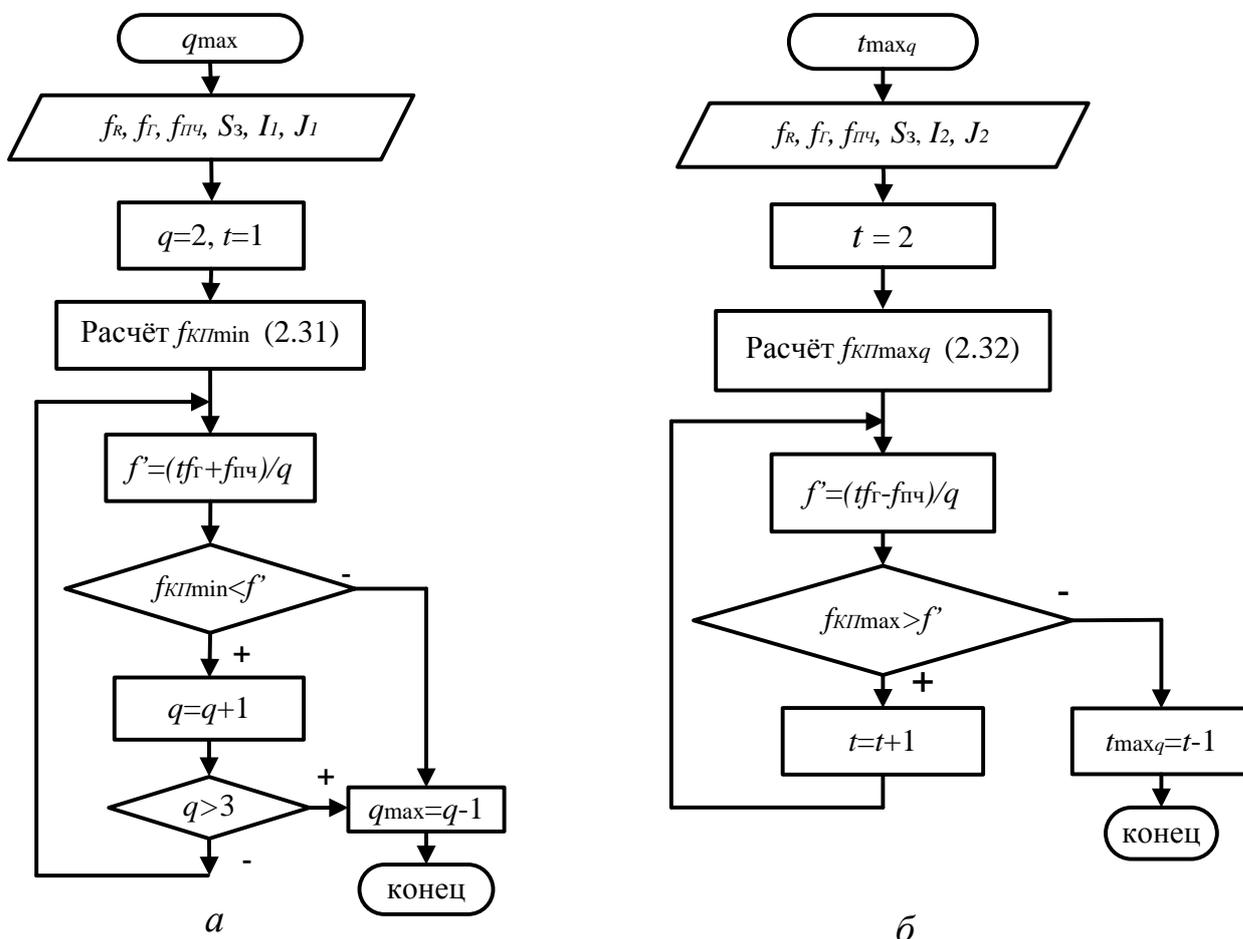


Рисунок 3.7 – Алгоритм *a* - « $q_{\max}$ », *б* - « $t_{\max q}$ »

Для определения максимального номера гармоники гетеродина  $t_{\max q}$  и входного сигнала  $q_{\max}$  используются выражения (2.31) и (2.32), а для определения частот каналов приёма – условие (2.30). Сначала определяется параметр  $q_{\max}$

(рис.3.7,*a*) а потом на  $q$  – м шаге цикла, рисунок 3.6, осуществляется вызов подпрограммы для расчёта параметра  $t_{\max_q}$ , рисунок 3.7,*б*.

Минимальная частота  $f_{кп\ min}$  получается при  $t=1$  и ограничивается значением (2.31). Таким образом, при  $t=1$  осуществляется поиск  $q_{\max}$  (рис. 3.7,*a*). Условием выхода из цикла с постусловием является превышение частоты  $f_{кп\ min}$  значения  $f'$ , либо  $q > 3$ . Поиск  $t_{\max_q}$  осуществляется до тех пор, пока частота побочного канала приёма  $f'$  меньше значения  $f_{кп\ max_q}$ . Условием выхода из цикла является превышение частотой  $f'$  значения  $f_{кп\ max_q}$ .

Алгоритм определения избирательности каналов приёма

Исходные данные для алгоритма (рис.3.8) представлены в табл.3.2. Дополнительными являются входные параметры  $\eta, q, t$ , текущие значения которых определяются соответствующими циклами алгоритма на рис.3.6.

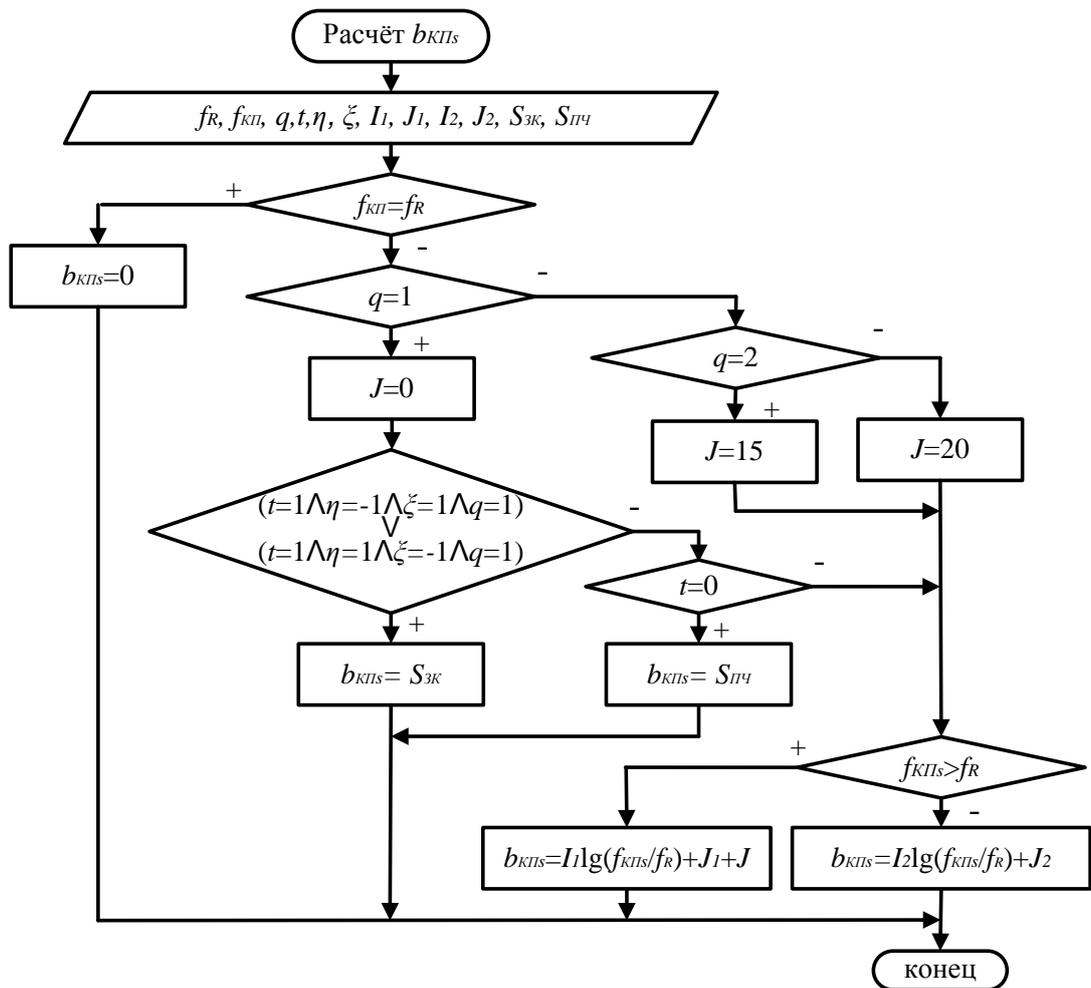


Рис 3.8 – Алгоритм «Расчёт  $b_{кпс}$ »

Сначала определяется параметр  $J$  в зависимости от текущего значения  $q$  (2.29). Затем, в зависимости от того выше или ниже находится частота побочного канала приёма относительно частоты основного канала приёма, определяется относительный уровень избирательности  $b_{ПК_s}$  в соответствии с выражениями (2.28). Если значения параметров  $\eta, q, t$  соответствуют частоте зеркального канала приёма или каналу приёма на ПЧ, то для определения величины  $b_{ПК_s}$  используются соответствующие значения избирательности  $S_{Зк}, S_{Пч}$ , взятые из технических характеристик ПРМ.

#### Алгоритм определения граничных частот каналов приёма

Для определения граничных частот ЧМКП (2.34), (2.35) сначала необходимо решить задачу поиска участка аппроксимации  $R(s)$  для  $s$ -го канала приёма, образованного параметрами  $\eta, q, t$ . На рисунке 3.9 алгоритм поиска участка аппроксимации обозначен пунктирной линией. Нижняя граничная частота  $f_{кПв_s}$  определяется в соответствии (2.35).

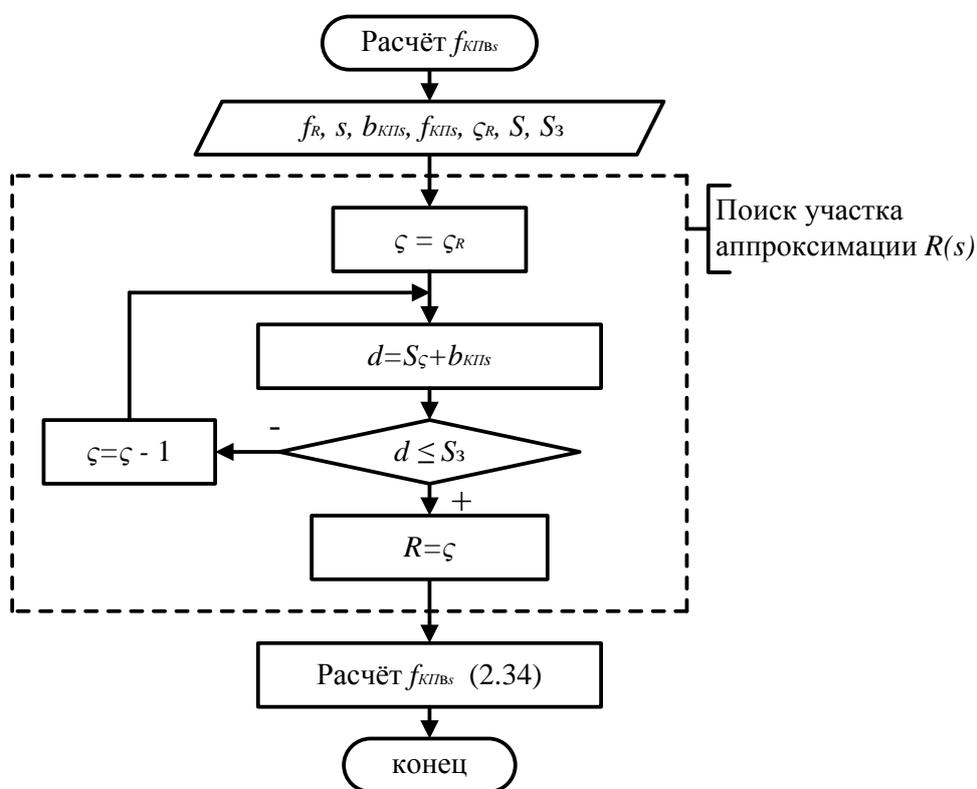


Рисунок 3.9 – Алгоритм «Расчёт  $f_{кПв_s}$ »

В цикле осуществляется перебор  $\zeta$ -х номеров участков аппроксимации. Временная переменная  $d$  хранит текущее значение уровня на  $\zeta$ -м участке

аппроксимации с учётом «сдвига» побочного канала приёма вверх на величину  $b_{КП_s}$ . Таким образом, осуществляется «смещение» уровня  $d$  относительно уровня  $S_3$  до тех пор, пока не выполнится условие:  $d \leq S_3$ .

#### Алгоритм расчёта частотных параметров входной цепи

Исходные данные для алгоритма, рисунок 3.10, представлены в таблице 3.2.

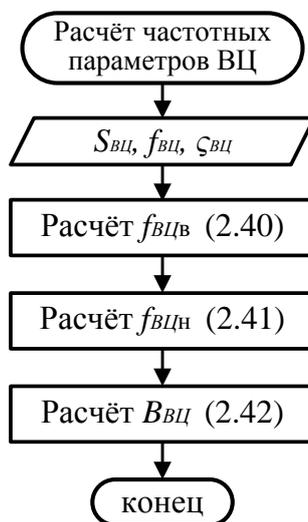


Рисунок 3.10 – Алгоритм «Расчёт частотных параметров ВЦ»

Частотные параметры входной цепи определяются на заданном уровне ограничительной линии  $S_3$  в соответствии с выражениями (2.40), (2.41), (2.42).

### **3.2.3. Алгоритм определения каналов проникновения помех**

Определение каналов проникновения помех включает в себя решение двух задач: определение КПП, через которые помехи проходят на выход ПРМ; определение КППНЭ, через которые помехи, действуя на входе БНУ, могут вызвать нелинейные эффекты.

#### 1. Определение КПП.

**Задача.** Необходимо определить такие  $p$  - е излучения и такие  $s$  - е каналы приёма (2.73), рассматриваемой пары ПРД-ПРМ, которые образуют КПП с частотными параметрами (2.78).

Для решения задачи осуществляется перебор  $p$  - х излучений относительно каждого  $s$  - го канала приёма и проверка ЧК для каждой комбинации (2.72).

Результатами вычислений являются массивы параметров длиной  $k_{\max}$ , где

$k_{\max}$  - количество КПП, рассматриваемой пары ПРД-ПРМ,  $k = 1..k_{\max}$  :

$p_{kпп}$  - массив номеров  $p$  – х излучений, соответствующих  $k$  –м КПП;

$s_{kпп}$  - массив номеров  $s$  – х каналов приёма, соответствующих  $k$  – м КПП;

$q_{kпп}$  - массив номеров гармоник входного сигнала, участвующих в образовании  $s$  – х каналов приёма, соответствующих  $k$  – м КПП;

$t_{kпп}$  - массив номеров гармоник гетеродина, участвующих в образовании  $s$  – х каналов приёма, соответствующих  $k$  – м КПП;

$\eta_{kпп}$  - массив параметров  $\eta$ , участвующих в образовании  $s$  – х каналов приёма, соответствующих  $k$  – м КПП;

$f_{kпп}$  - массив средних частот  $k$  - х КПП;

$f_{kппн}$  - массив нижних граничных частот  $k$  - х КПП;

$f_{kппв}$  - массив верхних граничных частот  $k$  - х КПП;

$B_{kпп}$  - массив значений ширины полосы частот  $k$  - х КПП;

## 2. Определение КППНЭ.

**Задача.** Необходимо определить такие  $p$  – е излучения, которые не попадают в полосу ни одного из  $s$  - х из каналов приёма и попадают в полосу входной цепи ПРМ (2.95), образуя КППНЭ с частотными параметрами (2.101).

Результатами вычислений являются массивы длиной  $b_{\max}$ , где  $b_{\max}$  - количество КППНЭ,  $b = 1..b_{\max}$  :

$p_{нэb}$  - массив номеров  $p$  – х излучений, соответствующих  $b$  – м КППНЭ;

$f_{нэb}$  - массив средних частот  $b$  - х КППНЭ;

$f_{нэnb}$  - массив нижних граничных частот  $b$  - х КППНЭ;

$f_{нэvb}$  - массив верхних граничных частот  $b$  - х КППНЭ;

В результате перебора всех ПРД (рис.3.1) относительно  $i$  – го ПРМ получаем массивы параметров длиной  $b_{\Sigma}$  (2.113), которые необходимы для анализа интермодуляционных помех на этапе КОП:

$f_{лj}$  – массив частот излучений  $j$  - х ПРД, прошедших проверку ЧК НЭ (2.95);

для подсистемы представления результатов оценки ЭМС дополнительно заполняются массивы:

$j_{п}$  – массив номеров  $j$  - х ПРД, прошедших проверку ЧК НЭ (2.95);

$p_{п}$  – массив номеров излучений  $j$  - х ПРД, прошедших проверку ЧК НЭ (2.95);

Массив мощностей помех на входе БНУ от  $j$  – х ПРД  $P_{пвну}$  заполняется позже на этапе энергетической оценки помех по нелинейным эффектам, рисунок 3.17.

Алгоритм «Определение КПП и КППНЭ» включает в себя два вспомогательных алгоритма:

1. Алгоритм для расчёта частотных параметров КПП - «Расчёт частотных параметров КПП»;

2. Алгоритм для расчёта частотных параметров КППНЭ - «Расчёт частотных параметров КППНЭ».

Исходные данные для алгоритма (рис.3.11) представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$p_{max}$	Количество учитываемых излучений ПРД, определяется алгоритмом, рис. 3.2.
$s_{max}$	Количество каналов приёма ПРМ, определяется алгоритмом, рис.3.6.
$f_{пш}$	Массив средних частот $p$ - х излучений, определяется алгоритмом, рис.3.2.
$B_{пш}$	Массив значений ширины полосы частот на уровне $X_3$ $p$ - х излучений, определён алгоритмом, рис.3.2.
$f_{кпш}$	Массив средних частот $s$ – х каналов приёма, определяется алгоритмом, рис. 3.6.
$B_{кпш}$	Массив значений ширины полосы частот на уровне $X_3$ $s$ – х каналов приёма, определяется алгоритмом, рис. 3.6.
$f_{пшн}$	Массив нижних граничных частот для $p$ – х излучений, определяется алгоритмом, рис.3.2.
$f_{пшв}$	Массив верхних граничных частот для $p$ – х излучений, определяется алгоритмом, рис.3.2.
$f_{кпшн}$	Массив нижних граничных частот для $s$ – х каналов приёма, определяется алгоритмом, рис.3.6.
$f_{кпшв}$	Массив верхних граничных частот для $s$ – х каналов приёма, определяется алгоритмом, рис.3.6.
$f_{вц}$	Средняя частота характеристики частотной избирательности ВЦ.
$B_{вц}$	Ширина полосы частот ВЦ на заданном уровне ограничительной линии, определяется алгоритмом, рис.3.10.

Алгоритм построен на двух циклах: в определённом цикле осуществляется перебор  $p$  - х излучений; в условном цикле осуществляется перебор  $s$ -х каналов приёма для каждого  $p$  – го излучения. При выполнении частотного критерия (2.72) рассчитываются частотные параметры КПП и сохраняются в массивы  $f_{кпш}$ ,

$f_{КППн}, f_{КППв}, B_{КПП}$  (2.78). Также фиксируются и сохраняются в соответствующие массивы номера  $p$  – х излучений и значения параметров  $\eta, q, t$ , которые образуют  $s$  – е каналы приёма -  $p_{КПП}, s_{КПП}, q_{КПП}$  (2.73). Все эти параметры понадобятся на этапе энергетической оценки помех. Массивы для КПП при рассмотрении очередного ПРД обнуляются.

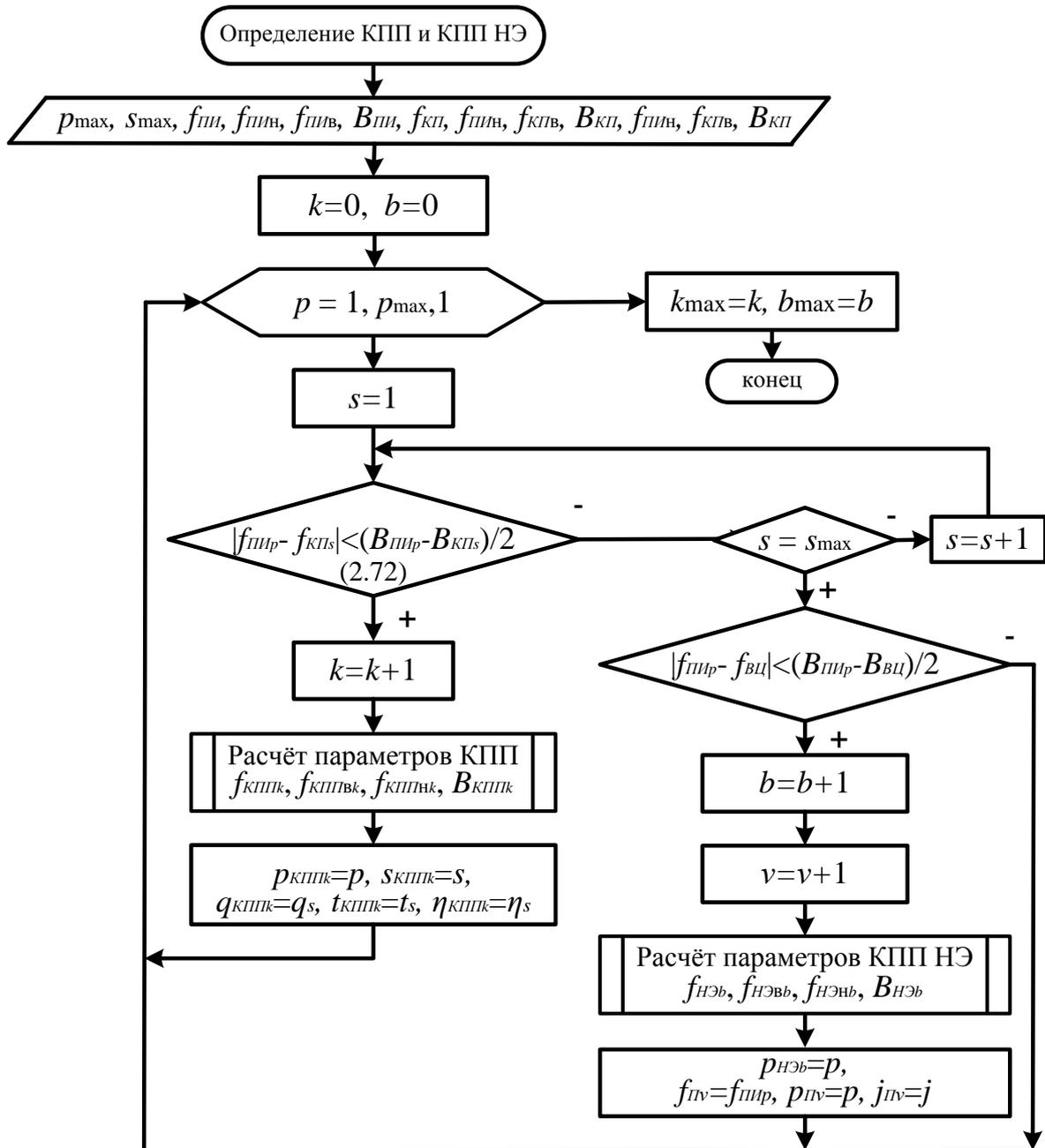


Рисунок 3.11– Алгоритм «Определение КПП и КППНЭ»

Если для  $p$  – го излучения не выполняется ЧК (2.72) ни для одного из  $s$  – х каналов приёма, то осуществляется проверка попадания  $p$  – го излучения в полосу ВЦ (2.95). В случае выполнения данного критерия рассчитываются и сохраняются

параметры КППНЭ в массивы  $p_{HЭb}, f_{HЭb}, f_{HЭвb}, f_{HЭвb}, B_{HЭвb}$  (2.96), (2.101). Также фиксируются и сохраняются в соответствующий массив номера частот  $p$  – х излучений  $f_p$  (2.113) и дополнительно заполняются массивы  $p_n$  и  $j_n$  для целей дальнейшего анализа эффекта интермодуляции на этапе КОП. Массивы для КППНЭ (2.96), (2.101) при рассмотрении очередного ПРД обнуляются (рис.3.1), а массивы для анализа интермодуляционных помех заполняются до тех пор, пока не будут рассмотрены все ПРД и обнуляются только при рассмотрении очередного ПРМ.

Если для каждого  $p$  – го излучения не выполняется ЧК (2.72) ни для одного из  $s$  -х каналов приёма, то  $k_{\max} = 0$ . Если при этом ни для одного из данных  $p$  – х излучений не выполняется ЧК (2.95), то  $b_{\max} = 0$ .

#### Алгоритм определения частотных параметров КПП

Алгоритм «Расчёт частотных параметров КПП» (рис.3.12, а) основан на выражениях (2.74), (2.75), (2.76), (2.77).

Исходные данные для алгоритма представлены в таблице 3.3. В результате вычислений для каждого  $k$  – го КПП получим частотные параметры, которые сохраняются в соответствующих массивах (см. рис. 3.11):

$f_{кпп_k}$  - средняя частота  $k$  – го КПП;

$f_{кппн_k}$  - нижняя граничная частота  $k$  – го КПП;

$f_{кппв_k}$  - верхняя граничная частота  $k$  – го КПП;

$B_{кпп_k}$  - ширина полосы частот  $k$  – го КПП;

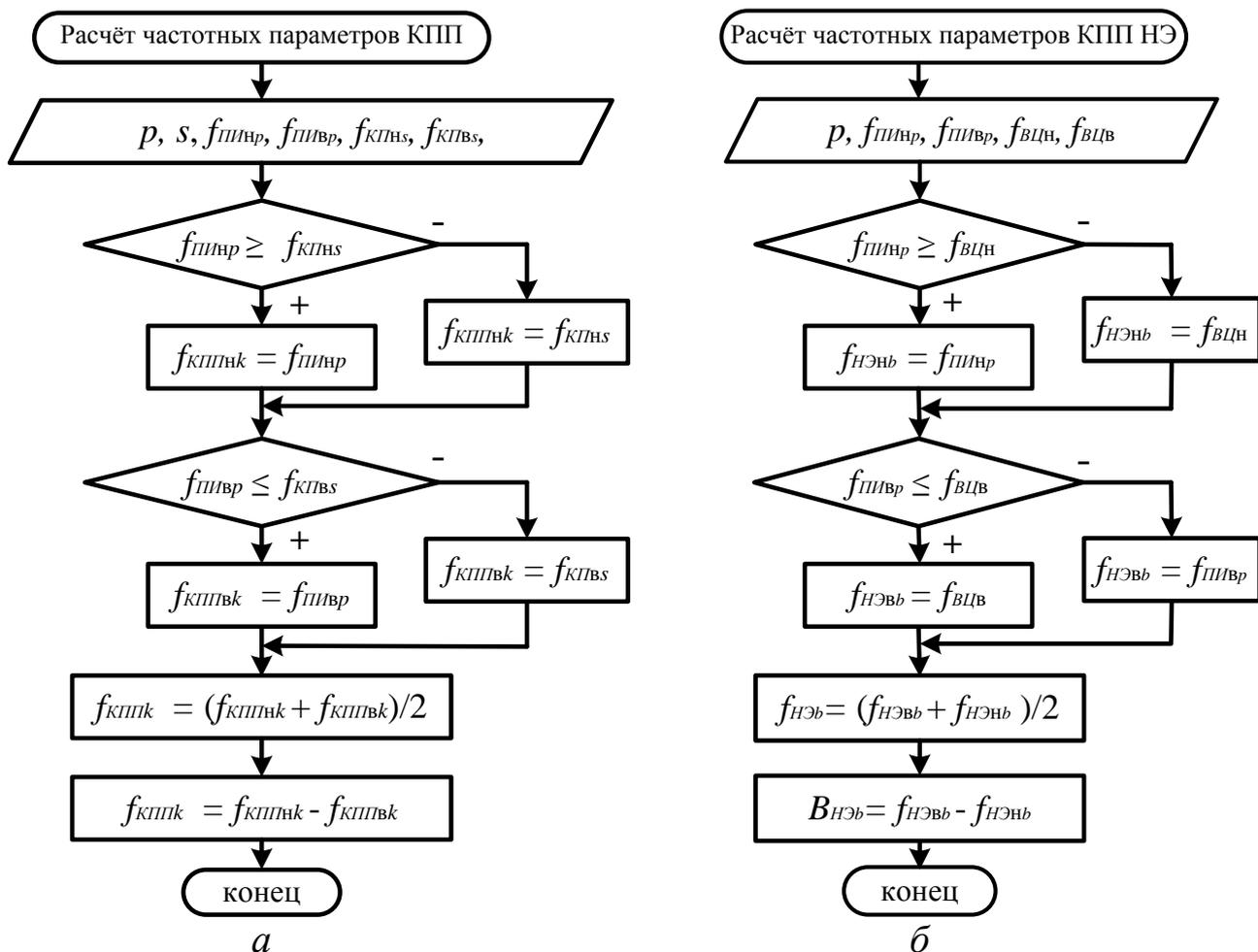


Рисунок 3.12 – Алгоритм *а* - «Расчёт частотных параметров КПП»,  
*б* - «Расчёт частотных параметров КППНЭ»

### Алгоритм определения частотных параметров КППНЭ

Алгоритм «Расчёт частотных параметров КПП НЭ» (рис.3.12, *б*) основан на выражениях (2.97), (2.98), (2.99), (2.100).

Исходные данные для алгоритма представлены в таблице 3.3. В результате вычислений для каждого *b* – го КППНЭ получим следующие частотные параметры, которые сохраняются в соответствующих массивах (см. рис.3.11):

- $f_{НЭ_b}$  - средняя частота *b* – го КППНЭ;
- $f_{НЭв_b}$  - нижняя граничная частота *b* – го КППНЭ;
- $f_{НЭн_b}$  - верхняя граничная частота *b* – го КППНЭ;
- $B_{НЭ_b}$  - ширина полосы частот *b* – го КППНЭ.

### 3.3. Этап ДОП

На этапе детальной оценки помех необходимо рассчитать мощность помехи, проникающей через  $k$  - й КПП, либо  $b$  - й КППНЭ. Этап ДОП включает в себя решение двух задач, рисунок 3.1:

1. Пространственная оценка помех (ПОП) - определение коэффициента связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте  $k$  - го КПП или  $b$  - го КППНЭ, алгоритм «Расчёт  $L_{CB}$ » (Приложение А);
2. Энергетическая оценка помех (ЭОП) - определение мощности помехи, проникающей на выход ПРМ через  $k$  – й КПП или мощность помехи, действующей на входе БНУ через  $b$  – й КППНЭ с учётом результатов ПОП.

#### 3.3.1. Алгоритм энергетической оценки помех

**Задача.** Необходимо определить мощность помехи, проникающей через  $k$  – й КПП (2.79) – (2.85), а также совокупную мощность помех, проникающих через все  $k_{\max}$  КПП (2.89).

Результатом энергетической оценки помех являются:

$P_{n_k}$  - мощность помехи, проникающей через  $k$  – й КПП;

$P_n$  - мощность помех от всех  $k_{\max}$  КПП.

Исходные данные для алгоритма «ЭОП», представлены в таблице 3.4.

Алгоритм «ЭОП», рисунок 3.13, включает в себя следующие вспомогательные алгоритмы:

1. Алгоритм расчёта спектральной плотности мощности излучения, соответствующего  $k$  – му КПП – «Расчёт  $W(f, p_{kпп_k})$ »;
2. Алгоритм расчёта частотной избирательности канала приёма, соответствующего  $k$  – му КПП – «Расчёт  $S(f, s_{kпп_k})$ ».

Таблица 3.4 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_{кппн}$	Массив $k$ – х нижних граничных частот КПП. Определяется алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11.
$f_{кппв}$	Массив $k$ – х верхних граничных частот КПП. Определяется алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11.
$L_{св}(f_{кпп,к})$	Параметр связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте $k$ – го КПП. Определяется алгоритмом, который представлен в Приложении А.
$l$	Количество шагов, для реализации численного метода прямоугольников, для которых рассчитывается мощность помехи $P_{п,к}$ для $k$ – го КПП.
$B_H$	Необходимая ширина полосы частот.
$P_0$	Пиковое значение мощности, поступающей в фидер.
$X$	Массив $\zeta$ - х ограничительных уровней спектральной плотности мощности, $\zeta=1 \dots \zeta_T$
$\Delta f_x$	Массив $\zeta$ - х частотных сдвигов, соответствующих $\zeta$ - м уровням спектральной плотности мощности, $\zeta=1 \dots \zeta_T$
$f_{пш}$	Массив средних частот $p$ – х излучений. Определяется алгоритмом на рис. 3.2
$n_{пш}$	Массив коэффициентов для частот $p$ – х излучений на субгармониках и гармониках (2.8). Определяется алгоритмом на рис. 3.2.
$p_{кпп}$	Массив $p$ – х излучений, участвующих в образовании $k$ – х КПП. Определяется алгоритмом на рис.3.11.
$a_{пш}$	Массив значений относительного уровня $p$ - х излучений. Определяется алгоритмом на рис.3.2, рис.3.4.
$S$	Массив $\zeta$ - х уровней характеристики частотной избирательности, $\zeta=1 \dots \zeta_R$
$\Delta f_s$	Массив $\zeta$ - х частотных сдвигов, соответствующих $\zeta$ - м уровням характеристики частотной избирательности, $\zeta=1 \dots \zeta_R$
$f_{кп}$	Массив средних частот $s$ – х каналов приёма. Определяется алгоритмом рис.3.6
$s_{кпп}$	Массив $s$ -х каналов приёма, участвующих в образовании $k$ – х КПП. Определяется алгоритмом на рис.3.11
$q_{кпп}$	Массив гармоник входного сигнала, участвующих в образовании $s$ - х каналов приёма, участвующих в образовании $k$ – х КПП. Алгоритм рис.3.11.
$b_{кп}$	Массив значений относительного уровня избирательности $s$ – х каналов приёма. Определяется алгоритмом на рис.3.8.

Сначала рассчитывается значение максимальной спектральной плотности мощности на выходе ПРД (2.85). Затем определяется величина шага (2.80), с которым будет рассчитываться спектральная плотность мощности излучения в пределах  $k$  – го КПП. В теле цикла определяется частота  $f$  для  $m$  – го шага в соответствии с (2.81). Диапазон изменения частоты  $f$  определяется частотными параметрами  $k$  – го КПП,  $f_{кппн,к} \leq f \leq f_{кппв,к}$ . Далее рассчитывается спектральная плотность мощности для  $p$  – го излучения и избирательность для  $s$  – го канала приёма, соответствующих  $k$  – му КПП при помощи соответствующих

вспомогательных алгоритмов. Расчёт спектральной плотности мощности на выходе ПРМ осуществляется с учётом коэффициента связи, определённого на средней частоте  $k$  – го КПП (Приложение А). На выходе цикла определяется мощность помехи в  $k$  – м КПП, как произведение величины частотного шага и суммарного значения спектральной плотности мощности на выходе ПРМ в  $k$  – м КПП (2.79).

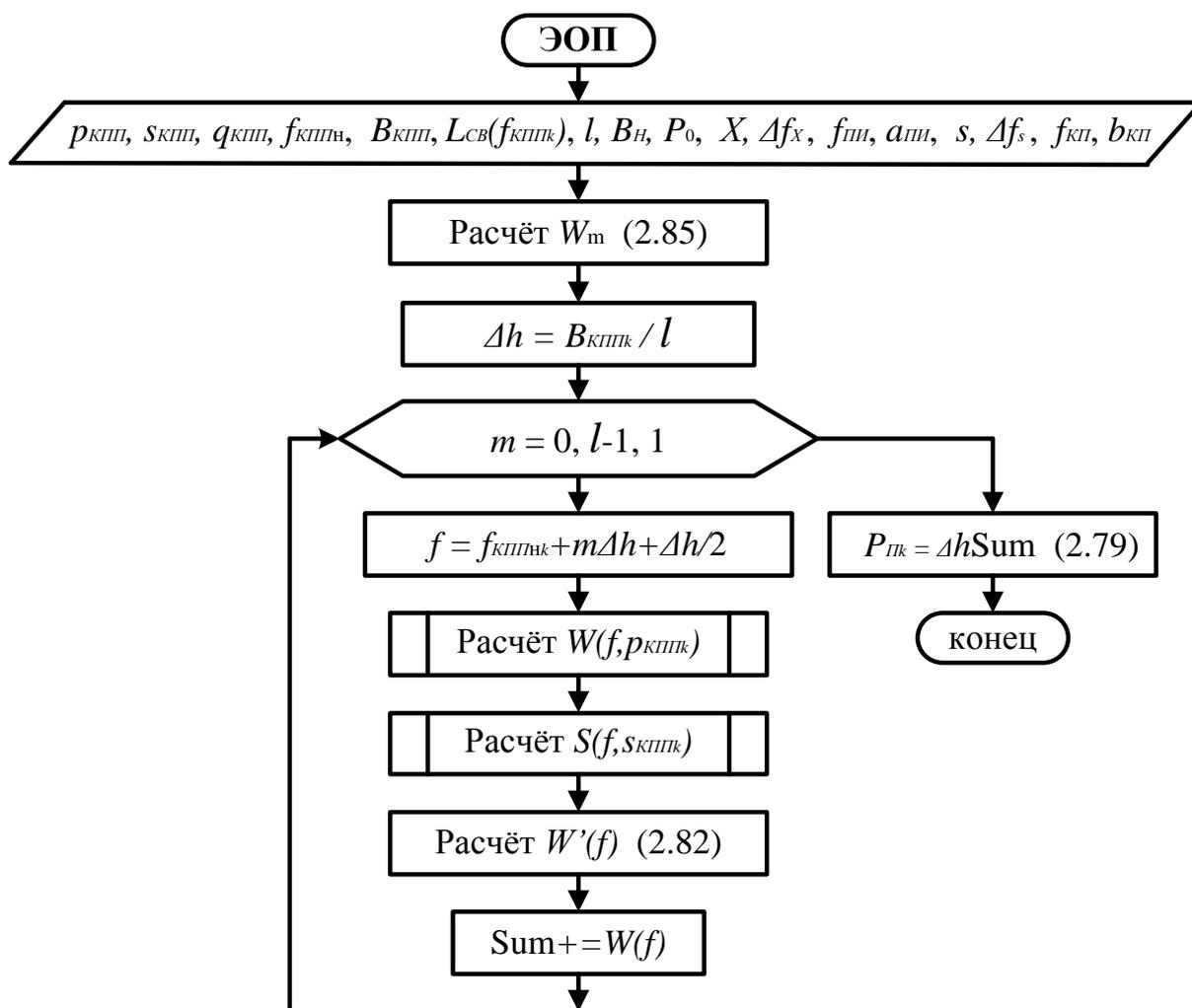


Рисунок 3.13 – Алгоритм «ЭОП»

Суммарная мощность по всем КПП от  $j$  - го ПРД  $P_{\pi}$  (2.89) определяется, как результат суммирования предыдущего значения мощности с текущим значением мощности в  $k$  – м КПП (см. рис.3.1). Таким образом, на выходе цикла перебора КПП получаем искомую суммарную мощность помех от  $j$  – го ПРД на выходе  $i$  - го ПРМ по всем КПП.

## Алгоритм расчёта спектральной плотности мощности излучений

Необходимо определить спектральную плотность мощности  $W(f, p_{\text{КПП}_k})$  (2.83)  $p$  – го излучения, соответствующего  $k$  – му КПП, на частоте  $f$  (2.81),  $f_{\text{КПП}_k} \leq f \leq f_{\text{КПВ}_k}$ .

Исходные данные для алгоритма на рисунке 3.14 представлены в таблице 3.4.

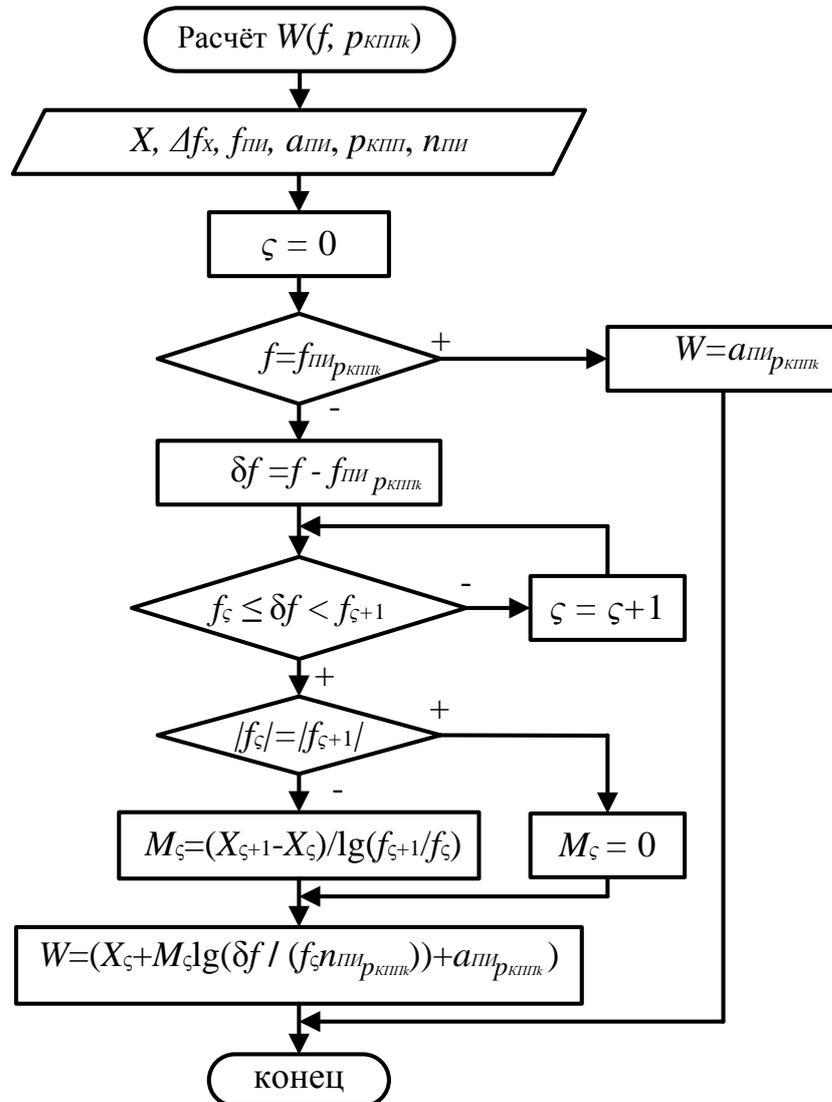


Рисунок 3.14 – Алгоритм «Расчёт  $W(f, p_{\text{КПП}_k})$ »

Для расчётов в алгоритме используется параметр  $\delta f$ , позволяющий определить  $\zeta$  - й участок аппроксимации, на котором следует определять значение спектральной плотности мощности на частоте  $f$ , т.е.  $W(f, p_{\text{КПП}_k})$  (2.83). Это позволяет снизить объём вычислений, т.к. отпадает необходимость в реализации определённого цикла (т.е. оператора суммы в (2.83)) и, как следствие, многократных вычислений одних и тех же параметров в теле цикла. Если

значение частоты  $f$  не совпадает с частотой рассматриваемого излучения  $f_{\text{ПД}}^{\text{КПП}_k}$ , соответствующего  $k$  – му КПП, то определяется необходимое значение  $\zeta$ , рассчитывается значение коэффициента  $M_\zeta$  в соответствии с (2.11). Затем осуществляется расчёт спектральной плотности мощности на  $\zeta$  – м участке аппроксимации в соответствии с (2.83).

### Алгоритм расчёта избирательности каналов приёма

Необходимо определить значение избирательности  $S(f, S_{\text{КПП}_k})$   $s$  – го канала приёма (2.84), соответствующего  $k$  – му КПП, на частоте  $f$  (2.81),  $f_{\text{КПП}_k} \leq f \leq f_{\text{КПП}_{k+1}}$

Исходные данные для алгоритма, рисунок 3.15, представлены в таблице 3.4.

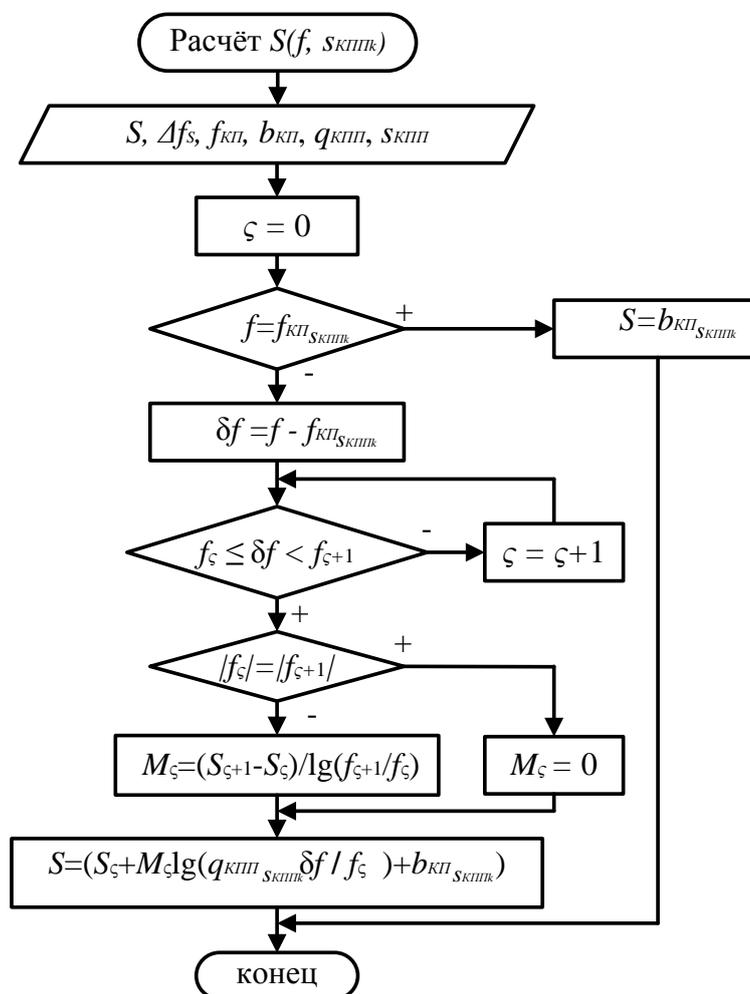


Рисунок 3.15 – Алгоритм «Расчёт  $S(f, S_{\text{КПП}_k})$ »

Если значение частоты  $f$  не совпадает с частотой рассматриваемого канала приёма  $f_{\text{КП}}^{\text{КПП}_k}$ , соответствующего  $k$  – му КПП, то определяется необходимое значение номера участка аппроксимации  $\zeta$  и далее рассчитывается значение

коэффициента  $M_{\zeta}$  в соответствии с (2.27). Затем осуществляется расчёт значения характеристики частотной избирательности на  $\zeta$  – м участке аппроксимации в соответствии с (2.84).

### 3.3.2. Алгоритм энергетической оценки помех по КППНЭ

**Задача.** Необходимо определить мощность  $b$  - й помехи (2.102), проникающей через ВЦ ПРМ на вход УРЧ, в полосе частот  $b$  - го КППНЭ  $f_{НЭн_b} \leq f \leq f_{НЭв_b}$ .

В результате анализа всех дуэльных ситуаций получаем массив значений мощности помех на входе БНУ -  $P_{ПВНУ}$ . Исходные данные, необходимые для работы алгоритма «ЭОП НЭ» представлены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_{НЭн}$	Массив нижних граничных частот $b$ – х КПП НЭ. Определяется алгоритмом на рис.3.11
$f_{НЭв}$	Массив верхних граничных частот $b$ – х КПП НЭ. Определяется алгоритмом на рис.3.11
$f_{НЭ}$	Массив средних граничных частот $b$ – х КПП НЭ. Определяется алгоритмом на рис.3.11
$p_{НЭ_b}$	Массив номеров $p$ – х излучений, соответствующих $b$ – м КПП НЭ. Определяется алгоритмом на рис.3.11.
$X$	Массив $\zeta$ - х ограничительных уровней спектральной плотности мощности, $\zeta=1 \dots \zeta_T$
$\Delta f_X$	Массив $\zeta$ - х частотных сдвигов, соответствующих $\zeta$ - м уровням спектральной плотности мощности, $\zeta=1 \dots \zeta_T$
$f_{Пш}$	Массив средних частот $p$ – х излучений. Определяется алгоритмом на рис.3.2
$n_{Пш}$	Массив коэффициентов для частот $p$ – х излучений на субгармониках и гармониках (2.8). Определяется алгоритмом на рис.3.2.
$a_{Пш}$	Массив значений относительного уровня $p$ - х излучений. Определяется алгоритмом на рис.3.3.
$l$	Количество шагов, для которых рассчитывается мощность помехи $P_{П_b}$ для $b$ – го КПП НЭ
$B_H$	Необходимая ширина полосы частот основного излучения ПРД
$P_0$	Пиковое значение мощности ПРД, поступающей в фидер
$S_{ВЦ}$	Массив $\zeta$ - х уровней характеристики частотной избирательности ВЦ, $\zeta=1 \dots \zeta_{ВЦ}$ , где $\zeta_{ВЦ}$ - количество участков аппроксимации
$\Delta f_{ВЦ}$	Массив $\zeta$ - х частотных сдвигов, соответствующих $\zeta$ - м уровням характеристики частотной избирательности ВЦ, $\zeta=1 \dots \zeta_{ВЦ}$
$f_{ВЦ}$	Средняя частота характеристики частотной избирательности ВЦ

Алгоритм энергетической оценки помех по нелинейным эффектам «ЭОП НЭ», рисунок 3.16, включает в себя следующие вспомогательные алгоритмы:

1. Алгоритм расчёта параметра связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте  $b$  – й помехи, образующей КППНЭ – «Расчёт  $L_{CB}$ »;
2. Алгоритм расчёта спектральной плотности мощности помехи, соответствующей  $b$  – му КППНЭ – «Расчёт  $W(f, p_{БЛ_b})$ »;
3. Алгоритм расчёта частотной избирательности ВЦ – «Расчёт  $S_{ВЦ}(f)$ ».

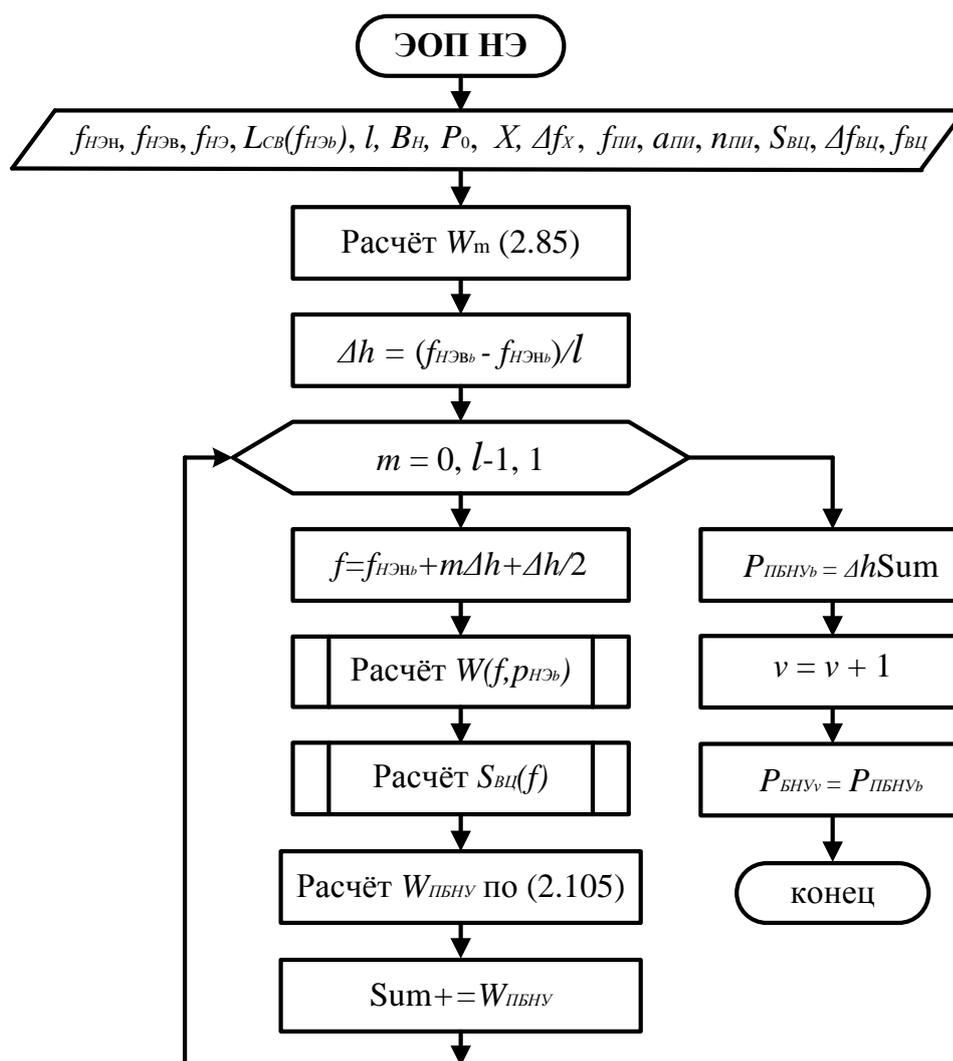


Рисунок 3.16 – Алгоритм «ЭОП НЭ»

Сначала определяется коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте  $b$ -го КППНЭ при помощи алгоритма «Расчёт  $L_{CB}$ » (Приложение А). Далее определяется максимальное значение спектральной плотности мощности  $W_m$  по формуле (2.85) и шаг, с которым будет рассчитываться значение спектральной плотности мощности и избирательности ВЦ (2.103). В теле цикла

определяется спектральная плотность мощности помехи (2.106) и избирательность ВЦ (2.37) на частоте  $f$ ,  $f_{HЭн_b} \leq f \leq f_{HЭв_b}$ . Далее определяется спектральная плотность мощности на входе БНУ на частоте  $f$ . На выходе цикла определяется мощность помехи (2.102), как произведение величины шага  $\Delta h$  и результирующего значения спектральной плотности мощности Sum. Далее осуществляется запись мощности  $b$  – ой помехи в массив  $P_{ПБНУ}$  для анализа помех интермодуляции на этапе КОП. Массив  $P_{ПБНУ}$  заполняется до тех пор, пока не будут рассмотрены все ПРД (рис.3.1) и обнулится лишь при рассмотрении очередного ПРМ.

После расчёта мощности  $b$  – й помехи на входе БНУ  $P_{ПБНУ_b}$  определяется значение коэффициента блокирования (см. рис.3.1) при помощи одного из выражений (2.107), (2.108), (2.109) в зависимости от вида имеющихся данных. Далее проверяется КБ для  $b$  – й помехи (2.110). По ходу оценки помех блокирования производится суммирование предыдущего значения коэффициента блокирования  $b$  – й помехи с текущим, рисунок 3.1. В результате перебора всех  $b_{\max}$  помех блокирования внутри цикла определяется результирующий коэффициент блокирования от совокупности излучений рассматриваемого ПРД (2.111). На выходе цикла проверяется КБ для совокупности  $b$  – х помех блокирования (2.112).

#### Алгоритм определения спектральной плотности мощности для КППНЭ

Необходимо определить спектральную плотность мощности  $W(f, p_{HЭ_b})$  (2.106)  $p$  – го излучения, соответствующего  $b$  – му КППНЭ, на частоте  $f$  (2.104),  $f_{HЭн_b} \leq f \leq f_{HЭв_b}$ .

Расчёт спектральной плотности мощности помехи, соответствующей  $b$  – му КППНЭ – «Расчёт  $W(f, p_{HЭ_b})$ » (рис.3.17) аналогичен алгоритму «Расчёт  $W(f, p_{КПП_k})$ » (рис.3.14). В данном алгоритме вместо входного параметра  $p_{КПП_k}$  используется параметр  $p_{HЭ_b}$ , а вместо частотных параметров КПП используются частотные параметры КППНЭ. Исходные данные представлены в таблице 3.5.

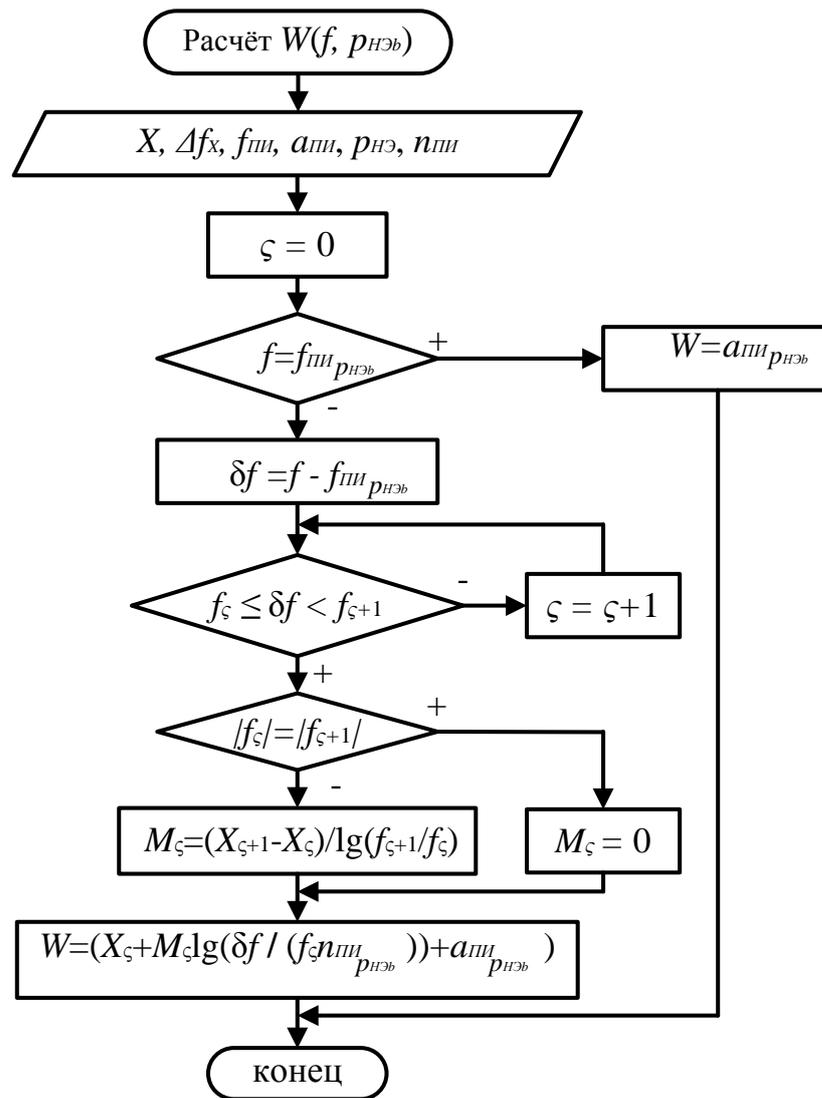


Рисунок 3.17 – Алгоритм «Расчёт  $W(f, p_{HЭб})$ »

### Алгоритм определения избирательности входной цепи ПРМ

Необходимо определить значение избирательности ВЦ ПРМ (2.37) на частоте  $f$  (2.104), где  $f_{HЭб} \leq f \leq f_{HЭв}$ .

Исходные данные для алгоритма «Расчёт  $S_{вц}(f)$ », рисунок 3.18, представлены в таблице 3.5.

Если значение частоты  $f$  не совпадает со средней частотой входной цепи ПРМ  $f_{вц}$ , то определяется необходимое значение номера участка аппроксимации  $\zeta$  и далее рассчитывается значение коэффициента  $M_\zeta$  в соответствии с (2.38). Затем осуществляется расчёт значения характеристики частотной избирательности на  $\zeta$  – м участке аппроксимации в соответствии с (2.37).

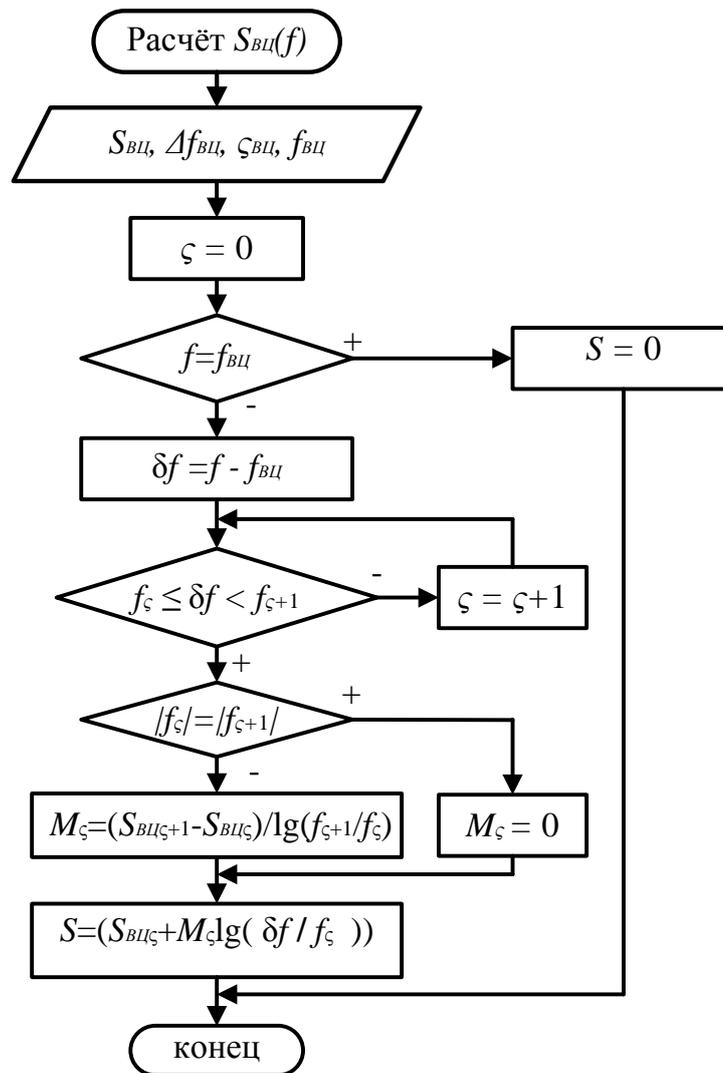


Рисунок 3.18 – Алгоритм «Расчёт  $S_{BL}(f)$ »

### Расчёт коэффициента блокирования ПРМ

В зависимости от вида имеющихся данных для ПРМ в базе данных расчёт коэффициента блокирования ПРМ (см. рис.3.1) осуществляется в соответствии с одним из выражений (2.103), (2.104), (2.105). В первую очередь проверяется наличие данных, необходимых для (2.104), затем (2.105) и (2.103).

### 3.4. Этап комплексной оценки помех

На этапе КОП производится оценка суммарной мощности помех  $P_{\Sigma П}$  (2.91), определяемая совокупностью излучений совокупности ПРД, отобранных на этапе ЧОП. Данное значение мощности определяется на выходе цикла перебора  $k_{\max}$  КПП (рис.3.1), как сумма предыдущего значения мощности совокупности излучений ПРД и текущего в результате дуэльных оценок помех (2.89). Суммарная мощность помех  $P_{\Sigma П}$  будет определена только после перебора всех ПРД для рассматриваемого ПРМ. Таким образом, алгоритмически (рис.3.1) на этапе КОП осуществляется лишь проверка энергетического критерия (2.92).

Далее осуществляется оценка коэффициента блокирования  $K_{\Sigma БЛ}$  (2.115) от совокупности излучений совокупности ПРД, отобранных на этапе ЧОП НЭ. Коэффициент блокирования  $K_{\Sigma БЛ}$  определяется на выходе цикла перебора  $b_{\max}$  КППНЭ (рис.3.1), как сумма предыдущего значения коэффициента блокирования и текущего во время дуэльных оценок помех (2.111). Суммарный коэффициент блокирования  $K_{\Sigma БЛ}$  будет определен только после перебора всех ПРД для рассматриваемого ПРМ. Поэтому на этапе КОП производится только проверка критерия блокирования (2.116).

После оценки помех блокирования осуществляется анализ помех интермодуляции (рис.3.1), алгоритм которого представлен ниже, п.3.4.1. После анализа помех интермодуляции проверяется энергетический критерий для совокупности интермодуляционных помех (2.124).

В завершении этапа КОП производится проверка интегрального критерия (2.126). После этого цикл перебора ПРД завершает свою работу и внешним циклом определяется следующий ПРМ, для которого будет производиться перебор всех ПРД заново. После перебора всех ПРМ алгоритм (рис.3.1) завершает свою работу.

#### 3.4.1. Алгоритм анализа помех интермодуляции

**Задача.** Необходимо определить существуют ли комбинационные продукты интермодуляции третьего порядка (2.118), которые попадают в полосу основного

канала приёма (2.117). Если такие помехи есть, то необходимо оценить мощность отдельного продукта (2.119) или (2.121) и совокупности продуктов интермодуляции (2.123).

Таблица 3.6 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_{п}$	Массив частот излучений, удовлетворяющих частотным условиям отбора помех для анализа нелинейных эффектов. Определяется алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11.
$P_{ПБНУ}$	Массив значений мощности помех на входе БНУ. Определяется алгоритмом «ЭОП НЭ», рис.3.16.
$p_{п}$	Массив номеров $p$ - х излучений, участвующих в анализе интермодуляционных продуктов. Определяется алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11.
$j_{п}$	Массив номеров $j$ - х ПРД, излучения (излучение) которых участвуют в анализе интермодуляционных продуктов. Определяется алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11.
$G$	Коэффициент усиления преселектора
$IP_{3\text{ВЫХ}}$	Точка пересечения 3-го порядка по интермодуляции, отнесённая к выходу.

Если длина массива частот излучений (2.113)  $b_{\Sigma} < 2$ , то анализ помех интермодуляции не производится. В противном случае осуществляется расчёт частот интермодуляционных помех 3 – го порядка (2.118), образованных комбинациями частот, взятых из массива  $f_{п}$ . Далее проверяется частотный критерий интермодуляции (2.117). Если частотный критерий выполняется, сначала рассчитывается значение избирательности основного канала приёма  $S(f_{им,им}, s)$  на частоте интермодуляционной помехи  $f_{им}$  (2.120), а затем определяется мощность интермодуляционной помехи  $P_{им}$  в соответствии с (2.119) или (2.121). Значения мощностей помех на входе БНУ для расчёта  $P_{им}$  берутся из массива  $P_{ПБНУ}$ . Далее осуществляется проверка энергетического критерия (2.122). Суммарная мощность помех интермодуляции (2.123) определяется как сумма предыдущей и текущей мощностей интермодуляционных помех. На выходе алгоритма «Анализа помех интермодуляции» осуществляется проверка энергетического критерия (2.124), рис.3.1.

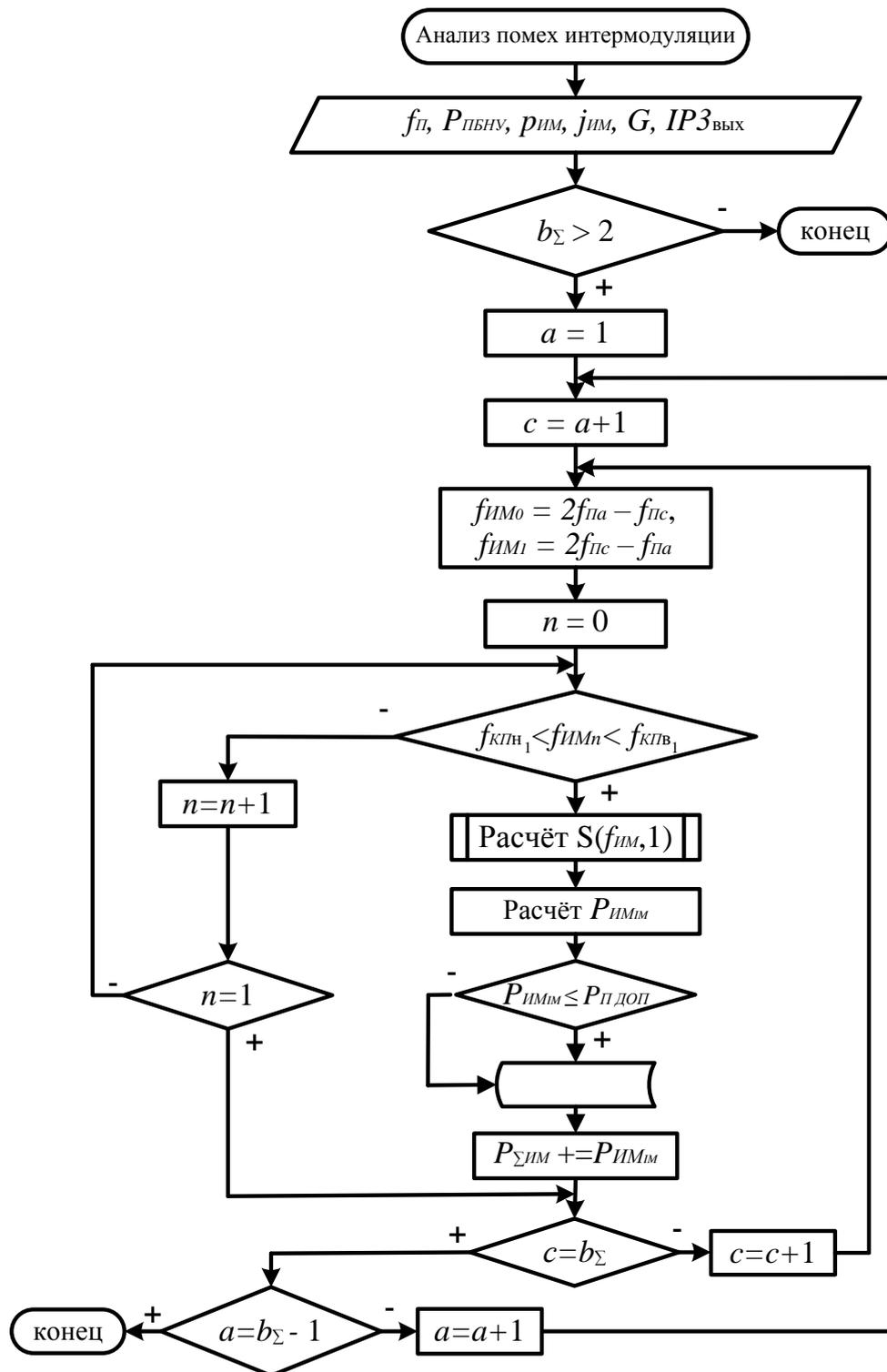


Рисунок 3.19 – Алгоритм «Анализ помех интермодуляции»

Счётчики переменных  $a$  и  $c$  позволяют определить все возможные частотные комбинации третьего порядка, образуемых частотами, записанных в массиве  $f_{п}$ . Для определения значения избирательности основного канала приёма  $S(f_{им}, s)$  на частоте интермодуляционной помехи  $f_{им}$  используется алгоритм «Расчёт  $S(f, s_{кпн_k})$ » (рис.3.15), где  $f = f_{им}, s_{кпн_k} = 1$ .

### 3.5. Реализация алгоритмов оценки ЭМС в составе программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС»

#### 3.5.1. Структура программного комплекса оценки ЭМС РЭС

Структура программного комплекса (ПК) включает в себя следующие основные элементы [29,31,44,48], рисунок 3.20:

1. База данных. Предоставляет исходные данные для вычислительных модулей. Посредством элементов управления пользовательского интерфейса позволяет осуществлять ввод, отображение и редактирование данных по запросу пользователя;
2. Блоки вычислительных модулей, которые реализуют модели характеристик РЭС (модели ПРМ, модели ПРД, модели антенн, модели среды распространения радиоволн) и полный алгоритм оценки ЭМС РЭС;
3. Система представления результатов оценки ЭМС;
4. Единый графический интерфейс пользователя, обеспечивающий взаимодействие всех перечисленных блоков.

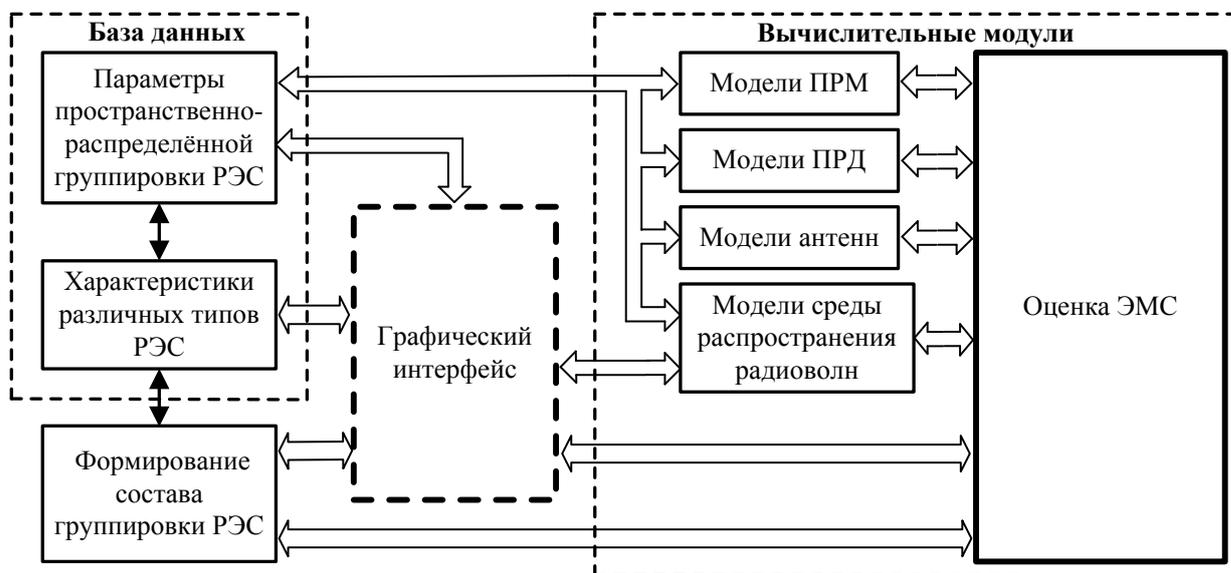


Рисунок 3.20 – Структура программного комплекса оценки ЭМС РЭС

Можно выделить некоторые особенности реализации ПК:

- Многопользовательский удалённый доступ к данным, которые хранятся в общей базе данных, размещаемой на сервере. Данное свойство позволяет

осуществлять работу с различных рабочих мест с использованием общей БД;

- Масштабируемость вычислительных (программных) модулей. Позволяет наращивать и модифицировать программные модули в будущем.

При реализации ПК необходимо решить следующие основные задачи: выборка данных из базы данных для информационного обеспечения вычислительных модулей ПК, реализация вычислительных алгоритмов, разработка системы представления результатов и графического интерфейса.

Для решения поставленных задач используются следующие инструменты:

1. Среда программирования Visual Studio C# - среда, на основе которой создаются вычислительные модули и графический интерфейс пользователя [7,79,80];

2. Язык интегрированных запросов C# (LINQ) – совокупность технологий, которые, используя транскрипцию языка C#, позволяют извлекать информацию из источника данных [62,82];

3. Система управления базой данных (СУБД) Access – физический источник структурированных данных, где хранятся и откуда извлекаются все необходимые данные для вычислительных модулей ПК [59].

### **3.5.2. Структура базы данных**

На основе СУБД Access реализована структура данных, включающая в себя все необходимые тактико-технические данные РЭС, которые условно делятся на две категории [29, 44], рисунок 3.21,*a*:

1. Параметры пространственно-распределённой группировки РЭС - определяют все необходимые для оценки ЭМС параметры радиопередающих и радиоприёмных устройств: типы ПРД и ПРМ, классы радиоизлучений, частоты излучений и приёма, мощность излучения, координаты размещения антенн радиопередающего и радиоприёмного устройств, условия распространения радиоволн, высоты, азимуты, углы наклона антенных систем.

2. Характеристики РЭС определяют данные об уровнях внеполосных и побочных излучений для различных типов ПРД, данные о характеристиках различных типов ПРМ – частотный план главного тракта приёма, чувствительность, избирательность по побочным каналам, параметры нелинейности и др., а также данные о характеристиках направленности антенных систем различных типов. В базе данных также отражается необходимость учёта субгармоник в расчётах, т.к. побочные излучения на субгармониках присутствуют у тех ПРД, где формирование несущей частоты происходит путём умножения частоты низкочастотного задающего генератора. Все промежуточные частоты в этом случае, включая частоту задающего генератора, являются субгармониками основной частоты. В ПРД, где умножение частоты задающего генератора не используется, учитываются побочные излучения только на гармониках.

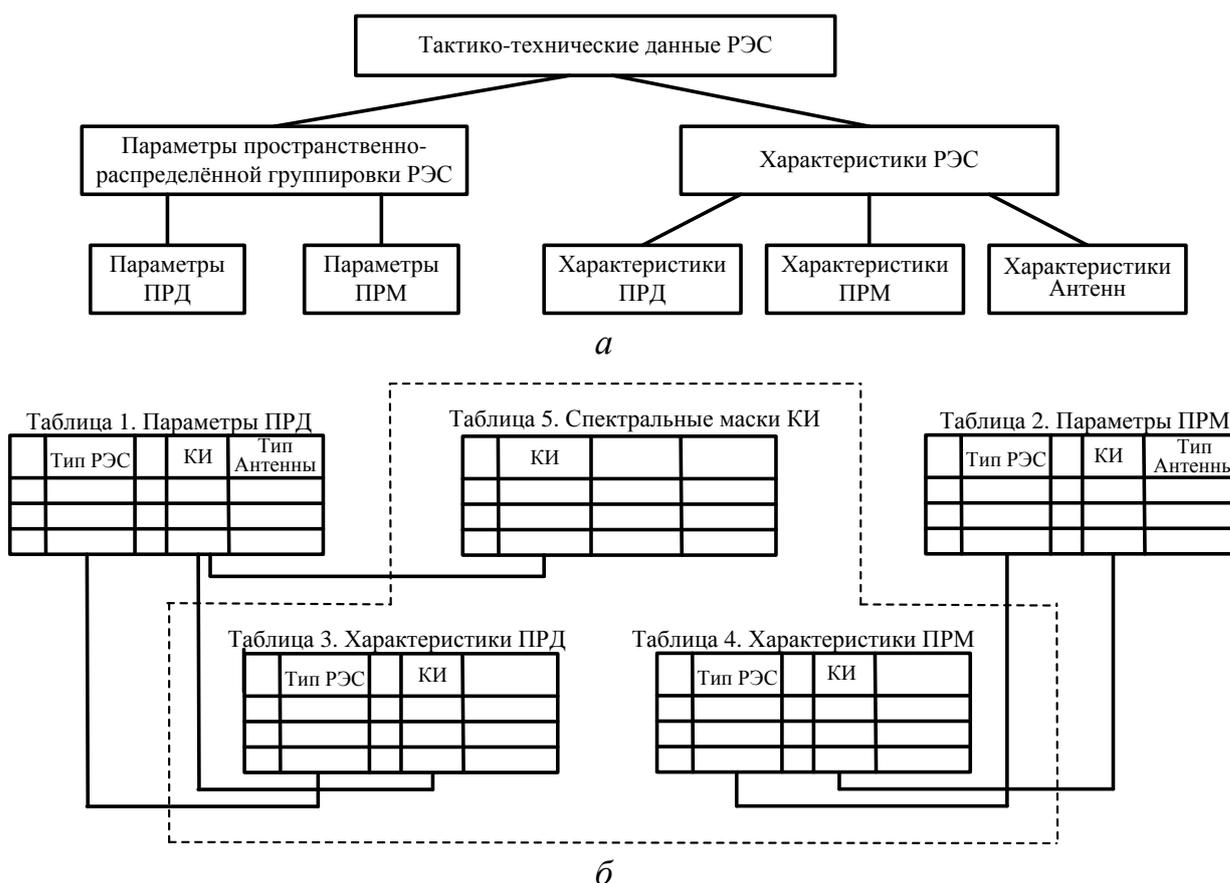


Рисунок 3.21–Структура тактико-технических данных РЭС

Пользователем может изменяться (оптимизироваться) первая категория данных для достижения желаемого результата оценки ЭМС РЭС. Вторая

категория данных отражает требования ГОСТов, руководящих документов, а также технические данные РЭС.

Для реализации полной БД используется пять, соответствующих структуре тактико-технических данных РЭС, таблиц, рисунок 3.21,б. Связь между таблицами осуществляется через одноимённые столбцы для типов РЭС и классов излучений. Полный состав данных, необходимых для вычислительных модулей, и формат их записи в базу данных представлен в Приложении Б.

Отображение и редактирование данных из источника данных осуществляется при помощи элементов управления DataGridView [7].

### **3.5.3. Структура классов и методов вычислительных модулей**

При реализации алгоритмов оценки ЭМС РЭС все классы представлены двумя категориями: классы моделей РЭС (ПРМ, ПРД); классы для реализации этапов оценки ЭМС РЭС (ЧОП, ЭОП, ПОП) [44].

Каждый класс включает в себя переменные экземпляра, значения для которых берутся из наборов данных посредством LINQ-запросов в процессе реализации полного алгоритма оценки ЭМС. В каждом классе также определены необходимые методы (подпрограммы), которые оперируют переменными экземпляра, рисунок 3.22. Загрузка данных в соответствующие таблицы ПК осуществляется при помощи метода Form1\_Load(). Также создаются наборы данных - автономный кэш данных, к которым обращаются вычислительные модули посредством запросов LINQ в процессе исполнения программы.

Назначение классов и методов представлено в таблице 3.7. В классе Form1 создаются элементы графического интерфейса, осуществляется загрузка данных из базы данных в соответствующие таблицы интерфейса ПК, а также реализуется полный алгоритм оценки ЭМС.

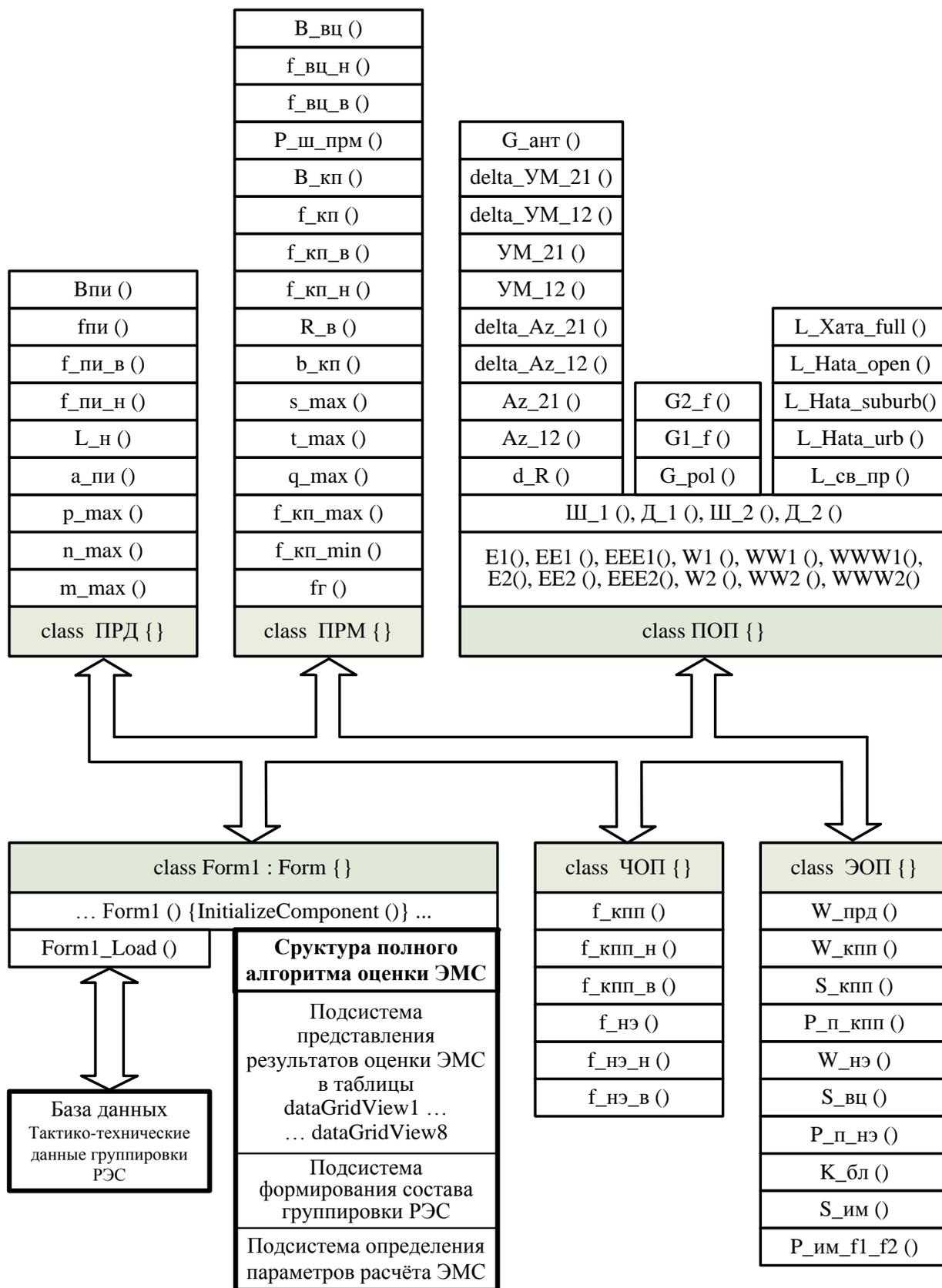


Рисунок 3.22 – Структура классов и методов программного комплекса

Таблица 3.7 – Классы и методы вычислительных модулей

Класс	Метод	Назначение
class ПРД	n_max ()	Определение максимального номера гармоники, до которой будут учитываться излучения при оценке ЭМС.
	m_max ()	Определение максимального номера субгармоники, от которой будут учитываться излучения при оценке ЭМС.
	p_max ()	Общее количество излучений $j$ – го ПРД, которые будут учитываться при оценке ЭМС.
	a_pi ()	Определение относительных уровней $p$ -х побочных излучений.
	L_n ()	Определение номера участка аппроксимации левой части спектра для $p$ -го побочного излучения.
	R_v ()	Определение номера участка аппроксимации $p$ -го побочного излучения для правой части спектра.
	f_pi_n ()	Определение нижней граничной частоты $p$ -го побочного излучения на заданном уровне $X_3$ .
	f_pi_v ()	Определение нижней граничной частоты $p$ -го побочного излучения на заданном уровне $X_3$ .
	f_pi ()	Определение средней граничной частоты $p$ -го побочного излучения.
class ПРМ	B_pi ()	Определение ширины полосы частот $p$ -го побочного излучения на заданном уровне $X_3$ .
	f_r ()	Определение частоты гетеродина ПРМ.
	f_кп_min ()	Определение минимальной частоты, начиная с которой будут учитываться каналы приёма при оценке ЭМС.
	f_кп_max ()	Определение максимальной частоты, до которой будут учитываться каналы приёма при оценке ЭМС.
	q_max ()	Определение максимального номера гармоники входного сигнала, которая участвует в образовании комбинационных каналов приёма.
	t_max ()	Определение максимального номера гармоники гетеродина ПРМ, которая участвует в образовании комбинационных каналов приёма.
	s_max ()	Определение количества каналов приёма, которые будут учитываться при оценке ЭМС.
	b_кп ()	Определение относительного уровня $s$ -х канала приёма.
	R_v ()	Определение номера участка аппроксимации $s$ -го канала приёма для правой части характеристики частотной избирательности.
	f_кп ()	Определение средней частоты $s$ -го канала приёма.
	f_кп_n ()	Определение нижней граничной частоты $s$ -го канала приёма на заданном уровне $S_3$ .
	f_кп_v ()	Определение верхней граничной частоты $s$ -го канала приёма на заданном уровне $S_3$ .
	B_кп ()	Определение ширины полосы частот $s$ -го канала приёма на заданном уровне $S_3$ .
	P_ш_пкм ()	Определение мощности собственных шумов ПРМ.
	f_вц_n ()	Определение нижней граничной частоты входной цепи на заданном уровне $S_{вц}$ .
f_вц_v ()	Определение верхней граничной частоты входной цепи на заданном уровне $S_{вц}$ .	
B_вц ()	Определение ширины полосы частот входной цепи на заданном уровне $S_{вц}$ .	
class ЧОП	f_кпп ()	Определение средней частоты $k$ -го КПП.
	f_кпп_n ()	Определение нижней граничной частоты $k$ -го КПП.
	f_кпп_v ()	Определение верхней граничной частоты $k$ -го КПП.
	f_нэ ()	Определение средней частоты $b$ -го КПП НЭ.
	f_нэ_n ()	Определение нижней граничной частоты $b$ -го КПП НЭ.
	f_нэ_v ()	Определение верхней граничной частоты $b$ -го КПП НЭ.

Продолжение табл.3.7

Класс	Метод	Назначение
class ЭОП	W_прд ()	Определение максимальной спектральной плотности мощности ПРД на входе фидерной линии.
	W_кпп ()	Определение значения спектральной плотности мощности $p$ -го излучения на частоте $f$ в пределах $k$ -го КПП.
	S_кпп ()	Определение значения характеристики частотной избирательности $s$ -го канала приёма на частоте $f$ в пределах $k$ -го КПП.
	P_п_кпп ()	Определение мощности $k$ -го КПП.
	W_нэ ()	Определение значения спектральной плотности мощности $p$ -го излучения на частоте $f$ в пределах $b$ -го КПП НЭ.
	S_вц ()	Определение значения характеристики частотной избирательности входной цепи на частоте $f$ в пределах $b$ -го КПП НЭ.
	P_п_нэ ()	Определение мощности $b$ -го КПП НЭ.
	K_бл ()	Определение коэффициента блокирования от $b$ -го КПП НЭ.
	S_им ()	Определение избирательности на частоте продукта интермодуляции, образованного в ПРМ.
	P_им_f1_f2()	Определение коэффициента взаимной модуляции.
class ПОП	E1 ()... WWW1 ()	Извлечение данных о координатах местоположения точки 1 (ПРМ или ПРД) раздельно для град., для мин. и для сек.
	E2 ()... WWW2 ()	Извлечение данных о координатах местоположения точки 2 (ПРД или ПРМ) раздельно для град., для мин. и для сек.
	Ш_1(), Д_1()	Определение координат местоположения точки 1 (ПРМ или ПРД) в рад.
	Ш_2(), Д_2()	Определение координат местоположения точки 2 (ПРД или ПРМ) в рад.
	d_R ()	Определение расстояния между ПРД и ПРМ.
	Az_12 ()	Определение азимута направления линии из точки 1 в точку 2.
	Az_21 ()	Определение азимута направления линии из точки 2 в точку 1.
	delta_Az_12()	Определение угла в азимутальной плоскости между линией основного направления ДНА в точке 1 и линией, которая соединяет точку 1 и 2.
	delta_Az_21()	Определение угла в азимутальной плоскости между линией основного направления ДНА в точке 2 и линией, которая соединяет точку 2 и 1.
	УМ_12 ()	Определение угла места линии из точки 1 в точку 2.
	УМ_21 ()	Определение угла места линии из точки 2 в точку 1.
	delta_УМ_12()	Определение угла в вертикальной плоскости между линией основного направления ДНА в точке 1 и линией, которая соединяет точку 1 и 2.
	delta_УМ_21()	Определение угла в вертикальной плоскости между линией основного направления ДНА в точке 2 и линией, которая соединяет точку 2 и 1.
	G_ант ()	Определение коэффициента усиления антенны ПРМ или ПРД (точка 1 или 2) в направлении, которое определяется углами delta_Az_12 (), delta_УМ_12 () или delta_Az_21 (), delta_УМ_21 ().
	G_pol ()	Определение коэффициента рассогласования поляризаций антенны ПРД и ПРМ.
	G1_f ()	Определение коэффициента частотной поправки для антенны, расположенной в точке 1.
	G2_f ()	Определение коэффициента частотной поправки для антенны, расположенной в точке 2.
	L_св_пр ()	Определение потерь в свободном пространстве.
	L_Hata_urb ()	Определение потерь в условиях города в соответствии с моделью Хата.
L_Hata_suburb ()	Определение потерь в условиях пригорода в соответствии с моделью Хата.	
L_Hata_open ()	Определение потерь в условиях открытого пространства в соответствии с моделью Хата.	

### 3.5.4. Подсистема представления результатов оценки ЭМС

Структура результатов оценки, представленная на рисунке 3.23, отражает результаты оценки воздействия различных видов помех [44].

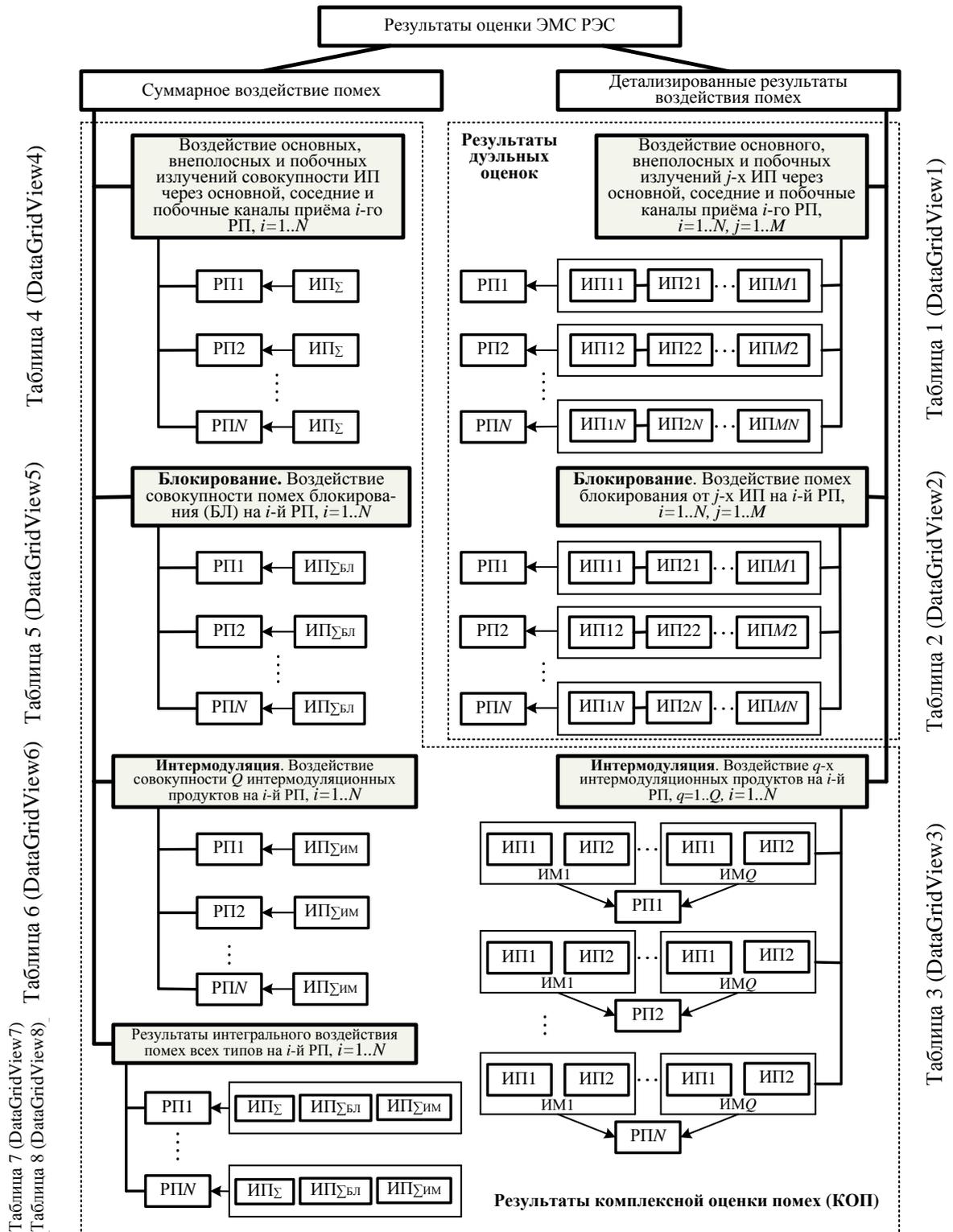


Рисунок 3.23 – Структура результатов оценки ЭМС

Результаты анализа суммарного воздействия помех отражают комплексную оценку для каждого вида помех и позволяют оперативно анализировать условия

ЭМС. Детализированные результаты отражают оценку воздействия помех через различные каналы проникновения и оценку эффекта блокирования для дуэльных ситуаций, а также воздействие отдельных интермодуляционных продуктов. Представление результатов вычислений в ПК производится с использованием элементов управления DataGridView. На рис. 3.24 показана система представления результатов (элементы выделенные заливкой), которая интегрирована в основной алгоритм оценки ЭМС и которая позволяет представлять результаты оценки различных типов помех в соответствующих таблицах. Результаты представляются восемью таблицами, каждой из которых соответствует собственный элемент управления DataGridView1 ... DataGridView8, таблица 3.8.

Таблица 3.8 – Таблицы представления результатов оценки ЭМС

Элемент управления/ Таблица	Переменные, управляющие заполнением таблиц, рис. 3.24
DataGridView1/ Таблица1	dgv1 – переменная, определяющая номер строки DataGridView1, в каждую ячейку которой будут записываться результаты вычислений помех по ОКП и ПКП; N_окп - вспомогательная переменная.
DataGridView2/ Таблица2	dgv2 – переменная, определяющая номер строки DataGridView2, в каждую ячейку которой будут записываться результаты вычислений помех по блокированию; N_бл - вспомогательная переменная.
DataGridView3/ Таблица3	dgv3 – переменная, определяющая номер строки DataGridView3, в каждую ячейку которой будут записываться результаты вычислений помех по интермодуляции отдельных интермодуляционных продуктов.
DataGridView4/ Таблица4	num_RX – переменная, определяющая номер строки DataGridView4, в каждую ячейку которой записываются результаты суммарного воздействия помех через совокупность КПП.
DataGridView5/ Таблица5	num_RX_бл – переменная, определяющая номер строки DataGridView5, в каждую ячейку которой записываются результаты суммарного воздействия помех блокирования через совокупность КПП НЭ.
DataGridView6/ Таблица6	num_RX_им – переменная, определяющая номер строки DataGridView6, в каждую ячейку которой записываются результаты суммарного воздействия помех интермодуляции.
DataGridView7/ Таблица7	num_RX_ввод_эксп – переменная, определяющая номер строки DataGridView7, в каждую ячейку которой записываются результаты интегрального воздействия совокупности различных типов помех. В данной таблице представляются результаты для РЭС, вводимых в эксплуатацию.
DataGridView8/ Таблица8	num_RX_other – переменная, определяющая номер строки DataGridView8, в каждую ячейку которой записываются результаты интегрального воздействия совокупности различных типов помех. В данной таблице представляются результаты для функционирующих РЭС.

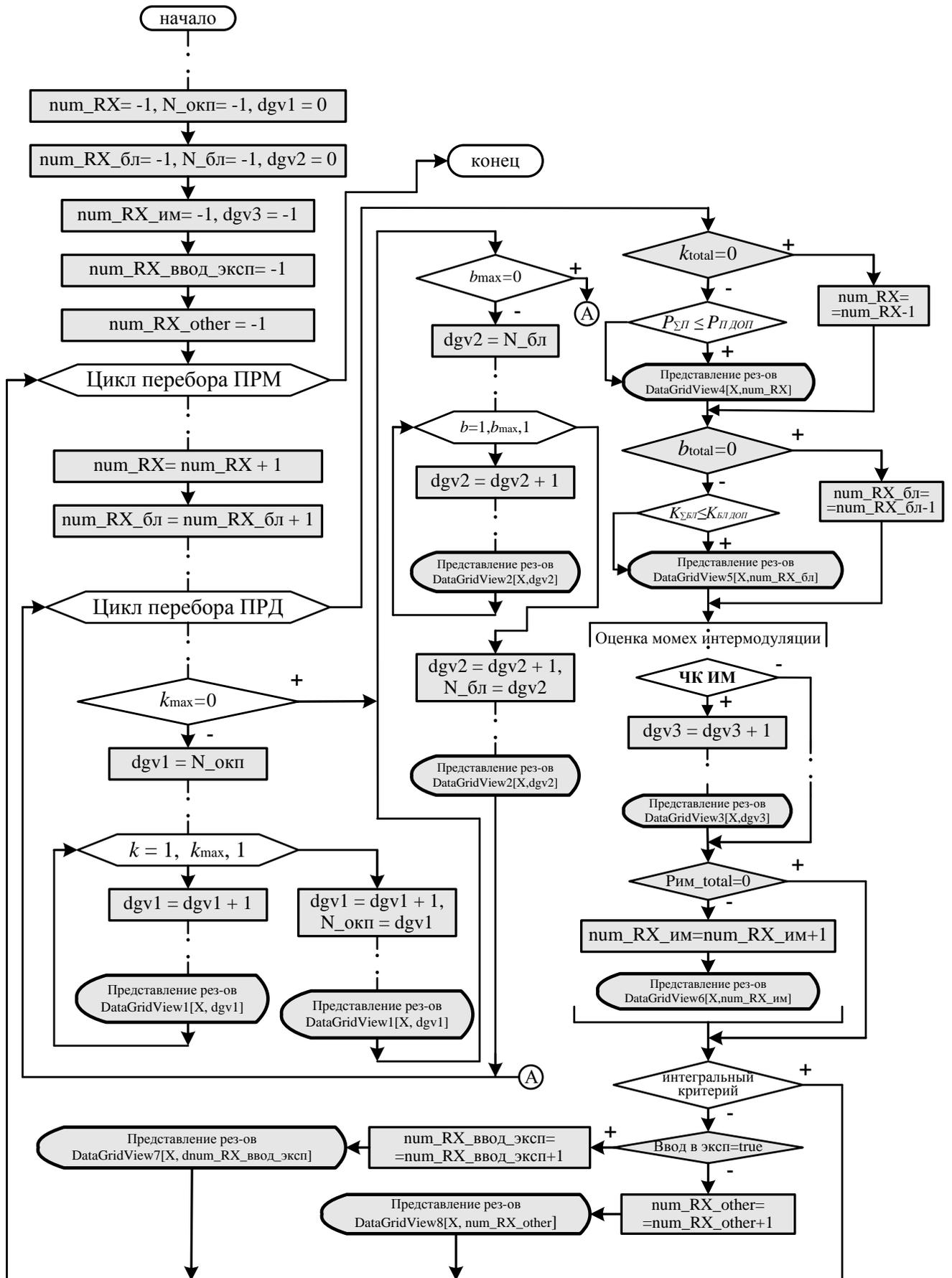


Рисунок 3.24 – Подсистема представления результатов, интегрированная в полный алгоритм оценки ЭМС

### 3.5.5. Характеристика программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС»

На рисунке 3.25 представлено основное окно пользовательского интерфейса ПК, которое разделено на две области. Слева представляются результаты интегральной оценки помех в отношении вводимых в эксплуатацию РЭС и в отношении функционирующих РЭС. Здесь отображаются результаты оценки воздействия помех через основной и побочные каналы приёма, а также результаты оценки нелинейных эффектов блокирования и интермодуляции. Справа представлена таблица «Группировка РЭС», посредством которой отображаются, вводятся и редактируются данные пространственно-распределённой группировки РЭС, т.е. первая категория данных, рисунок 3.21,а. Здесь же определяются РЭС, которые будут участвовать в оценке ЭМС при помощи столбца «Анализ» для ПРД и ПРМ.

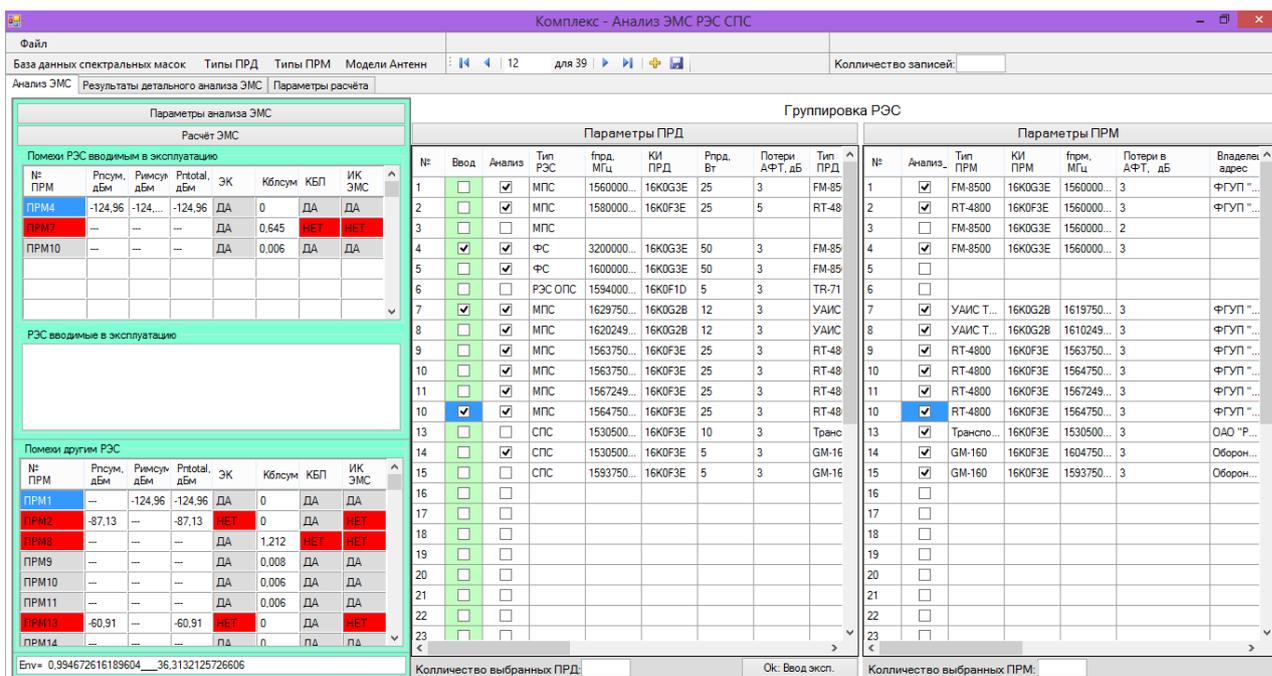


Рисунок 3.25 –Основное окно программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС СПС»

Вкладки «Типы ПРД», «Типы ПРМ» отображают таблицы, в которых хранятся все необходимые характеристики для различных типов РЭС, рисунок 3.26. Данные таблицы отображают вторую категорию данных – характеристики РЭС, рисунок 3.21,а.

В окне «База данных спектральных масок» отображаются и пополняются данные для различных классов излучений, которые могут определяться на основе

норм [18, 55] или результатов натурных измерений, рисунок 3.27. Данные для каждого класса излучений представляют собой табличную функцию, длина которой может быть любой и определяется пользователем на основе, например, результатов натурных измерений характеристик РЭС.

№	Тип ПРД	A1, дБ/дек	B1, дБ	A2, дБ/дек	B2, дБ	m2
1	FM-8500	20	-60	-80	-30	
2	RT-4800	0	0	-80	-30	
3	GM-160	20	-60	-80	-30	
4	Транспорт...	20	-60	-80	-30	
5	УАИС T214	0	0	-80	-30	

№	Тип ПРМ	СПП ПРМ	Кл. дБ	Тип пр-т
1	FM-8500	<input checked="" type="checkbox"/>	7	1
2	RT-4800	<input checked="" type="checkbox"/>	7	1
3	GM-160	<input checked="" type="checkbox"/>	7	1
3	Транспо...	<input checked="" type="checkbox"/>	7	1
3	УАИС T...	<input checked="" type="checkbox"/>	7	1

Смш				Свц				Спч			
S1шщ, дБ	f1шщ, кГц	S2шщ, дБ	f2шщ, кГц	S1сц, дБ	f1сц, кГц	S2сц, дБ	f2сц, кГц	S1пч, дБ	f1пч, кГц	S2пч, дБ	f2пч, кГц
70	42800...	0	-55375...	100	-16819	60	-111С	3	0	70	
70	43400...	0	-72250...	100	-16819	60	-111С	3	0	70	
70	43400...	0	-72250...	100	-16819	60	-111С	3	0	70	
70	43400...	0	-72250...	100	-16819	60	-111С	3	0	70	
70	43400...	0	-72250...	100	-16819	60	-111С	3	0	70	

Кбл_доп, дБ	fбл_доп, дБ	Dбл, дБ
3	0	70
3	0	70
3	0	70
3	0	70
3	0	70

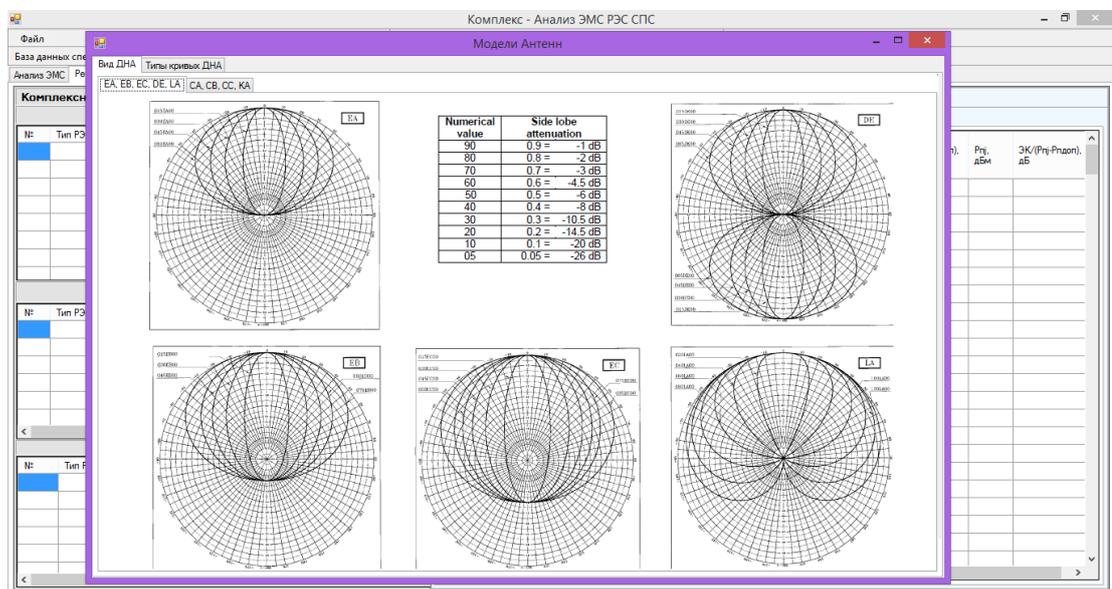
Рисунок 3.26 – Окно «Типы ПРД и ПРМ»

Аналогичным образом представляются данные для маски характеристики избирательности в таблице «Характеристики избирательности ПРМ», рисунок 3.26. Такое представление данных совместно с предлагаемыми математическими моделями характеристик РЭС позволяет повышать точность представления соответствующих характеристик для фактических РЭС. Такой подход позволяет повысить точность энергетической оценки помех.

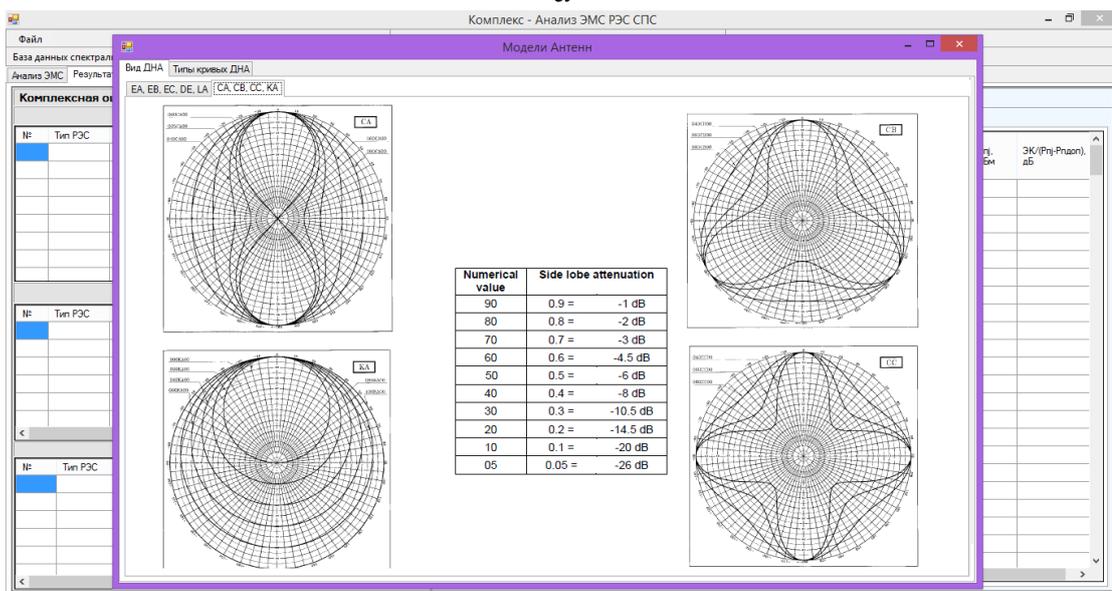
№	КИ	Вн, кГц	X1, дБ	f1, кГц	X2, дБ	f2, кГц	X3, дБ	f3, кГц	X4, дБ	f4, кГц	X5, дБ	f5, кГц	X6, дБ	f6, кГц	X7, дБ	f7, кГц	X8, дБ	f8, кГц	X9, дБ	f9, кГц	X10, дБ	f10, кГц	X11, дБ
1	16K0G3E	16000	-70	-201...	-60	-165...	-50	-135...	-40	-110...	-30	-8000	0	-5500	0	5500	-30	8000	-40	11000	-50	13500	-60
2	16K0F3E	16000	-70	-201...	-60	-165...	-50	-135...	-40	-110...	-30	-8000	0	-5500	0	5500	-30	8000	-40	11000	-50	13500	-60
3	16K0G2B	16000	-70	-201...	-60	-165...	-50	-135...	-40	-110...	-30	-8000	0	-5500	0	5500	-30	8000	-40	11000	-50	13500	-60
4	16KF1D	16000																					

Рисунок 3.27 – Окно «База данных спектральных масок»

В окне «Модели антенн» отображается общий вид различных диаграмм направленности антенн (ДНА), которые могут применяться в программном комплексе. Дочерние вкладки окна «Модели антенн», т.е. «Вид ДНА» и «Типы кривых ДНА» предназначены для того, чтобы представлять фактические ДНА РЭС в базе данных в виде кода, соответствующего соглашениям HCM Agreement [84]. В ПК используется алгоритм моделирования характеристики трёхмерной ДНА, который распознаёт код ДНА, введённый в базу данных, и использует соответствующую ему модель кривой: эллипс (кривые типа EA, EB, EC, DE), лемниската (LA) рисунок 3.28,*а*, круг (КА), кассини (СА, СВ, СС), рисунок 3.28,*б*.



*а*



*б*

Рисунок 3.28 – Окно «Модели антенн»:  
*а* - кривые типа EA, EB, EC, DE, LA; *б* – кривые типа KA, CA, CB, CC

Вся отображаемая посредством вышеперечисленных окон информация хранится в файл-серверной базе данных Access, которая реализована на основе структуры тактико-технических данных РЭС, рисунок 3.21.

Во вкладке «Параметры расчёта» пользователь может выбирать различные модели распространения радиоволн (РРВ) для различных условий окружающей среды, рисунок 3.29. При этом определяется стратегия вычисления основных потерь на трассе РРВ между ПРД и ПРМ. В ПК реализованы следующие модели: модифицированная модель Хата; модель свободного пространства. При выборе модели «Из таблицы «Группировка РЭС»» в ходе вычислений алгоритм автоматически распознаёт условия РРВ, записанные в таблице «Группировка РЭС», для места расположения антенны ПРД и использует соответствующие этим условиям субмодели Хата: открытая местность, пригород, город. Для наихудшего случая оценки ЭМС можно выбрать принудительное использование модели свободного пространства, которая будет использоваться для всех пар ПРД-ПРМ вне зависимости от фактических условий РРВ. Также можно выбрать использование субмодели Хата, соответствующей открытому пространству, пригороду или городу, которая будет использоваться для всех пар ПРД-ПРМ.

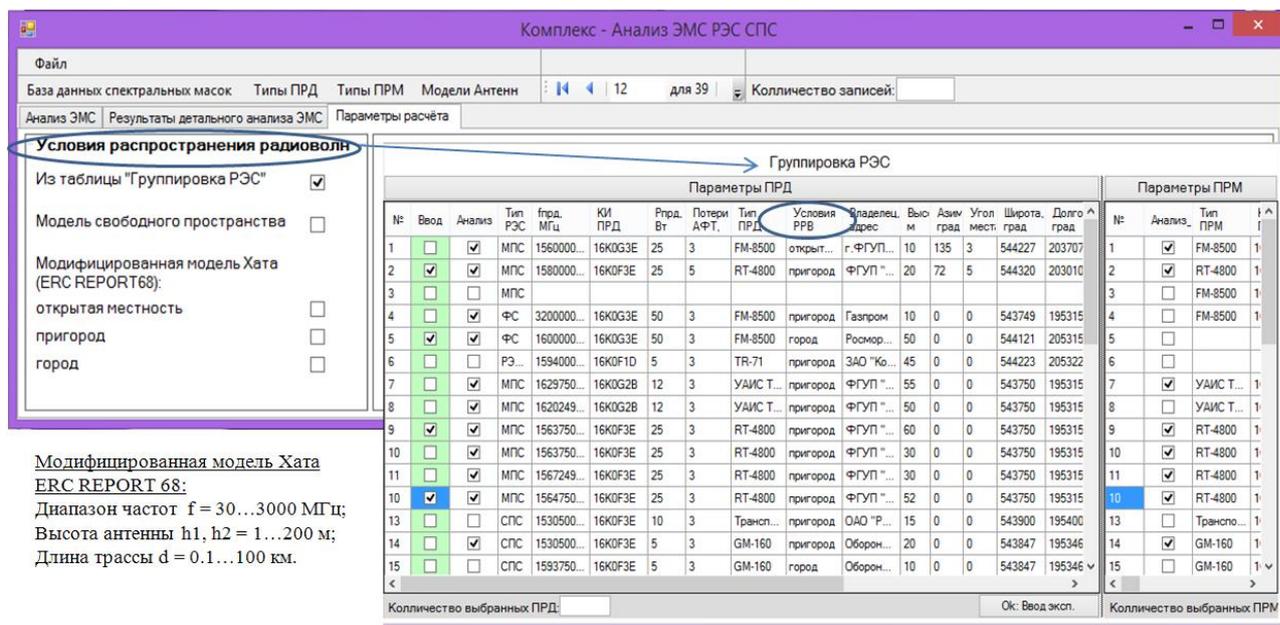


Рисунок 3.29 – Вкладка «Параметры расчёта»

Во вкладке «Результаты детального анализа помех» отображаются подробные результаты дуэльных оценок ПРМ-ПРД, рис.3.30, рис.3.31. В левой

части окна отображаются результаты комплексной оценки для каждого вида помех: помехи по основному и побочным каналам приёма, помехи по блокированию и интермодуляции. В правой части окна отображаются детальные результаты дуэльных оценок помех по основному и побочным каналам приёма, помех блокирования, а также результаты оценки воздействия отдельных интермодуляционных помех.

The screenshot displays the 'Комплекс - Анализ ЭМС РЭС СПС' software interface. The main window is titled 'Комплекс - Анализ ЭМС РЭС СПС'. The interface includes a menu bar (Файл), a toolbar, and a status bar. The main content area is divided into several sections:

- Комплексная оценка помех:** This section contains a table with columns: №, Тип РЭС, fк, МГц, КПП, Pсум, дБм, Pшум, дБм, Эк, Pсум. The table lists results for PRM2, PRM4, and PR... with values like -87.131, -124.959, and -60.912. Status indicators like 'НЕТ' and 'ДА' are present.
- Дуэльная оценка помех:** This section contains a detailed table with columns: № РРМ, № РРД, Тип РЭС, fпрд, МГц, Тип излучения, Частота излучения, Гц, Тип канала приёма, Частота канала приёма, q, t, n, Pтк, дБм, Эк/(Pтк+Pшум), Pтк, дБм, Эк/(Pтк+Pшум), дБ. It lists various interference scenarios with parameters like 1560000, 5200000, 7800000, and 1560000.
- Блокирование:** This section contains a table with columns: №, Тип РЭС, fк, МГц, КППНЗ, Kблсум, Kблдоп, КБП, Kблс. It lists results for PRM2, PRM4, PRM7, PRM8, and PRM9.
- Интермодуляция:** This section contains a table with columns: №, Тип РЭС, fк, МГц, Kинсум, Pинсум, дБм, Pшум, дБм, Эк. It lists results for PRM1 and PRM4.

Рисунок 3.30 – Окно «Результаты детального анализа ЭМС»

Во вкладке «Помехи по ОКП и ПКП» отображаются следующие результаты, рис.3.30: тип РЭС, частота и вид излучения, которое воздействует на ПРМ и образует  $k$ -й КПП; тип ПРМ, частота и вид канала приёма, который участвует в образовании  $k$ -го КПП; параметры  $q$ ,  $t$ ,  $n$ , которые образуют поражённый канал приёма, где  $q$ ,  $t$  – номер гармоники входного сигнала и номер гармоники гетеродина, которые участвуют в образовании ПКП,  $n = \pm 1$  – параметр, обозначающий суммарное или разностное преобразование в смесителе ПРМ; уровень мощности помехи, проникающей через  $k$ -й КПП; результат проверки энергетического критерия для помехи, проникающей через  $k$ -й КПП; уровень мощности от совокупности  $k_{\max}$  КПП; результат проверки энергетического критерия для совокупности КПП для  $i$ -го ПРМ.

Дуэльная оценка помех													
Помехи по ОКП и ПКП		Блокирование			Интермодуляция								
№ ПРМ	№ ПРД	Тип РЭС	фрд, МГц	Тип излучения	Частота излучения, МГц	пли	РлБНУ, дБм	кблв	КБПв	кблв-кблдоп	кблж	КБПж	кблж-кблдоп
	ПРД2	МПС	158000000	ОИ	158000000	1	-93,788	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД4	ФС	320000000	ПИ СГ	160000000	0,5	-196,111	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД5	ФС	160000000	ОИ	160000000	1	-104,913	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД7	МПС	162975008	ОИ	162975008	1	-117,706	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД8	МПС	162024992	ОИ	162024992	1	-118,686	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД9	МПС	156375008	ОИ	156375008	1	-113,68	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД10	МПС	156475008	ОИ	156475008	1	-115,135	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД11	МПС	156724992	ОИ	156724992	1	-120,841	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД10	МПС	156475008	ОИ	156475008	1	-115,135	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД14	СПС	153050000	ОИ	153050000	1	-141,206	0	Да	-0,3			
ПРМ1											0	Да	-0,3
	ПРД4	ФС	320000000	ПИ СГ	160000000	0,5	-187,269	0	Да	-0,3			
ПРМ2											0	Да	-0,3
	ПРД5	ФС	160000000	ОИ	160000000	1	-104,685	0	Да	-0,3			

*a*

Дуэльная оценка помех																
Помехи по ОКП и ПКП		Блокирование			Интермодуляция											
№ ПРМ	Тип РЭС1	№ ПРД	фрд1, МГц	пли1	РлБНУ1, дБм	Тип РЭС2	№ ПРД2	фрд2, МГц	пли2	РлБНУ2, дБм	фим, МГц	S(фим) дБ	Вид ИМ	Рим, дБм	ЭК	Рим-Рлдоп
ПРМ1	МПС	2	15800...	1	-93,79	ФС	4	16000...	0,5	-196,11	15600...	0	2f1-f2	-124,96	ДА	-2,96
ПРМ1	МПС	2	15800...	1	-93,79	ФС	5	16000...	1	-104,91	15600...	0	2f1-f2	-124,96	ДА	-2,96
ПРМ4	МПС	2	15800...	1	-94,54	ФС	5	16000...	1	-115,07	15600...	0	2f1-f2	-124,96	ДА	-2,96

*б*

Рисунок 3.31– Детальные результаты оценки нелинейных эффектов в ПРМ:  
*a*– эффект блокирования ПРМ; *б* – эффект интермодуляции в ПРМ

Во вкладке «Блокирование» отображаются следующие результаты, рис.3.31,*а*: тип ПРД, частота и вид излучения, образующего  $b$  – й КПП НЭ; уровень мощности помехи, проникающей через  $b$  – й КПП НЭ на вход усилителя радиочастоты ПРМ; значение и оценка коэффициента блокирования по  $b$  - му КПП НЭ; значение и оценка коэффициента блокирования по всем  $b_{\max}$  КППНЭ.

Во вкладке «Интермодуляция» отображаются следующие результаты, рис.3.31,*б*: типы ПРД, частоты и виды излучений, образующих частоту  $IM$  – ой интермодуляционной помехи третьего порядка, которая попадает в полосу пропускания ПРМ; частоту  $IM$  – ой интермодуляционной помехи; уровень мощности  $IM$  – ой интермодуляционной помехи, приведённой к входу ПРМ; результат проверки энергетического критерия для  $IM$  – ой помехи.

### **Выводы**

Третья глава посвящена разработке алгоритмов оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях, основанных на использовании частотно-ограниченных моделей характеристик РЭС и их реализации в составе программного комплекса «Анализ ЭМС РЭС МПС».

**I.** Предложена структура основного алгоритма оценки ЭМС, который включает в себя вспомогательные алгоритмы для частотной оценки помех, пространственной и энергетической оценки помех, а также комплексную оценку помех. Полный алгоритм позволяет произвести оценку ЭМС с учётом множества возможных помеховых комбинаций, обусловленных воздействием основного, внеполосных и побочных излучений на гармониках и субгармониках через основной и множество побочных каналов приёма, обусловленных взаимодействием гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина. Также алгоритм производит оценку помех блокирования и продуктов интермодуляции, обусловленных двухсигнальными комбинациями помех на входе ПРМ.

Предложены следующие вспомогательные алгоритмы оценки ЭМС:

**1.** Алгоритм расчёта частотных параметров излучений ПРД, который определяет частотную модель излучений и включает в себя вспомогательные

алгоритмы второго уровня:

- Алгоритмы расчёта максимального номера субгармоники и максимального номера гармоники, от которой и до которой учитываются побочные излучения в расчётах ЭМС;
- Алгоритмы расчёта граничных частот излучений на заданном уровне ограничительной линии, которые основаны на методе поиска участка аппроксимации;
- Алгоритм расчёта относительных уровней излучений.

В алгоритме расчёта частотных параметров излучений, рисунок 3.2, учитывается способ построения тракта формирования несущей частоты. Для ПРД, в которых используется умножение частоты низкочастотного задающего генератора, учитываются излучения на субгармониках. В противном случае учитываются побочные излучения только на гармониках. Также алгоритм позволяет определить количество ПИ, превышающих уровень ограничительной линии  $X_3$ . Таким образом, в расчётах ЭМС учитывается необходимое количество излучений.

2. Алгоритм расчёта частотных параметров каналов приёма ПРМ и входной цепи, который включает в себя вспомогательные алгоритмы второго уровня:

- Алгоритмы расчёта максимального номера гармоники входного сигнала и максимального номера гармоники гетеродина. Номера данных гармоник определяют количество побочных каналов приёма, которые учитываются в расчётах ЭМС;
- Алгоритм расчёта граничных частот каналов приёма, основанный на методе поиска участка аппроксимации;
- Алгоритм определения относительного уровня избирательности каналов приёма.

Особенностью алгоритма моделирования каналов приёма является возможность его применения как для ПРМ супергетеродинного типа, так и для ПРМ прямого усиления. Т.к. управляющими параметрами при моделировании каналов приёма являются аргументы алгоритма  $\eta, q, t$  (рис.3.6), то при  $\eta = t = 0$

получаем нелинейные каналы приёма только на субгармониках частоты настройки ПРМ, т.е. побочные каналы приёма для ПРМ прямого усиления. Также алгоритм позволяет определить количество каналов приёма, относительный уровень избирательности которых ниже уровня ограничительной линии  $S_3$ . Это позволяет в расчётах ЭМС учитывать необходимое количество каналов приёма.

**3.** Алгоритм определения каналов проникновения помех, который позволяет определить наличие КПП и КППНЭ, а также идентифицировать излучения и каналы приёма, образующие КПП, и излучения, которые образуют КППНЭ. Алгоритм включает следующие вспомогательные алгоритмы второго уровня:

- Алгоритм расчёта частотных параметров КПП;
- Алгоритм расчёта частотных параметров КППНЭ.

При помощи данных алгоритмов определяются частотные параметры, которые необходимы для этапа энергетической оценки помех.

**4.** Предложены алгоритмы энергетической оценки помех, которые основаны на использовании предложенных частотно-ограниченных моделей характеристики излучений, характеристики каналов приёма, характеристики входной цепи ПРМ. Для реализации алгоритмов энергетической оценки помех разработаны вспомогательные алгоритмы второго уровня:

- Алгоритм расчёта спектральной плотности мощности излучения, соответствующего  $k$  – му КПП;
- Алгоритм расчёта частотной избирательности канала приёма, соответствующего  $k$  – му КПП;
- Алгоритм расчёта спектральной плотности мощности помехи, соответствующей  $b$  – му КППНЭ;
- Алгоритм расчёта частотной избирательности ВЦ.

**5.** Разработана методика и алгоритм расчёта коэффициента связи между ПРД и ПРМ на средней частоте КПП или КППНЭ (Приложение А).

**6.** Рассмотрены вопросы комплексной оценки помех, в основе которой лежит интегральный критерий ЭМС. Предложен алгоритм анализа помех интермодуляции.

Предложенные алгоритмы оценки ЭМС позволяют более точно учитывать структуру ЭМО в точке приёма, идентифицировать и выявлять наиболее опасные излучения и наиболее уязвимые каналы приёма, которые образуют КПП, выявлять наиболее опасные излучения, которые вызывают эффект блокирования, а также выявлять двухсигнальные комбинации помех, которые образуют опасные продукты интермодуляции.

**II.** Вторая часть главы посвящена вопросам создания программного комплекса и реализации в его составе алгоритмов оценки ЭМС для целей проведения автоматизированных расчётов ЭМС реальной группировки РЭС [29,31,44,48].

Предложена структура программного комплекса, дана характеристика программных инструментов для его создания.

Рассмотрены вопросы реализации базы данных «Тактико-технические данные РЭС» и предложена её структура, которая состоит из двух категорий данных: параметры пространственно-распределённой группировки РЭС (координаты местоположения антенн, высоты, азимуты, углы наклона антенн и др.) и характеристики РЭС. Особенностью базы данных является то, что данные о внеполосных излучениях РЭС представляют собой табличную функцию, длина которой в базе данных практически не ограничена. Используемый алгоритм запросов к таким данным совместно с предлагаемой математической моделью излучений ПРД позволяет повышать точность представления излучений. Это позволяет формировать табличную функцию внеполосных излучений на основе, например, натурных измерений фактически используемых ПРД. Такой подход актуален для оценки ЭМС группировки РЭС, которая сосредоточена на малых пространствах или объектах связи.

Разработана структура классов и методов, на основе которых реализуются вычислительные модули (алгоритмы) в составе программного комплекса. Разработана подсистема представления детальных результатов оценки ЭМС, интегрированная в структуру полного алгоритма оценки ЭМС. Подсистема вывода совместно со специализированным интерфейсом отображения позволяет

представлять подробные данные результатов расчёта ЭМС. Например, тип РЭС, частота и вид излучения, которое воздействует на ПРМ и образует  $k$ -й КПП; тип ПРМ, частота и вид канала приёма, который участвует в образовании  $k$ -го КПП; параметры  $q, t, \eta$ , которые образуют поражённый канал приёма, где  $q, t$  – номер гармоники входного сигнала и номер гармоники гетеродина, которые участвуют в образовании ПКП,  $\eta = \pm 1$  – параметр, обозначающий суммарное или разностное преобразование в смесителе ПРМ; уровень мощности помехи, проникающей через  $k$ -й КПП; результат проверки энергетического критерия для помехи, проникающей через  $k$ -й КПП. Такой подход позволяет не только оптимизировать ЧТП, но и обосновывать некоторые технические меры для обеспечения ЭМС РЭС, функционирующих на объектах связи.

## 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЭМС

### 4.1. Вычислительный эксперимент

#### 4.1.1. Эксперимент 1. Моделирование излучений ПРД

Целью данного эксперимента является решение следующих задач:

1. Тестирование модели (2.10), (2.11) для получения характеристики спектральной плотности мощности  $p - x$  излучений;
2. Определение параметров ЧМИ (2.6), которые получаются в соответствии с выражениями (2.18) - (2.21);
3. Тестирование алгоритма «Расчёт параметров ЧМИ» (рис.3.2) и вспомогательных алгоритмов «Расчёт  $n_{\max}$ » (рис.3.3,а), «Расчёт  $m_{\max}$ » (рис.3.3,б), «Расчёт  $a_{\text{пл}}$ » (рис.3.4), «Расчёт  $f_{\text{пл}n_p}$ » (рис.3.5,а), «Расчёт  $f_{\text{пл}n_p}$ » (рис.3.5, б).

#### *Исходные данные*

Для эксперимента используется ПРД ОВЧ диапазона МПС FM-8500 [77], рабочая частота  $f_T = 156$  МГц и класс излучения 16K0G3E.

Данные об уровнях внеполосных излучений в таблице 4.1 определяются в соответствии с нормами на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения [55], где  $F_v = 3$  кГц – верхняя частота в спектре речевого сигнала [15], для которой девиация  $D$  не должна превышать 5 кГц [23,71].

Таблица 4.1 – Уровни внеполосных излучений

$\zeta$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$X_\zeta$ , дБ	-100	-60	-50	-40	-30	0	0	-30	-40	-50	-60	-100
$\Delta f_\zeta$ ,	$-f_0$	-16,5	-13,6	-11	-8	-8	8	8	11	13,6	16,5	$f_{11}$

Уровень ограничительной  $X_{\text{зад}} = -100$  дБ. В таблице 4.1  $X_0 = X_{11} = X_{\text{зад}}$ . Последний номер аппроксимирующей прямой  $n_T = 11$ . В соответствии с таблицей 2.1 для ПРД ОВЧ диапазона параметр  $A2 = -80$  дБ/дек.,  $B2 = -30$  дБ,  $\sigma_T = 10$  дБ. Т.к.

в ПРД радиоустановки FM-8500 формирование несущей частоты осуществляется без умножения частоты [77], то  $m_{\max} = 1$ . Т.е. при моделировании учитываются побочные излучения на гармониках. Значения граничных частот  $f_0$  и  $f_{11}$  на уровне  $X_{\text{зад}}$  рассчитываются в ходе определения частотных параметров.

### **Определение частотных параметров ЧМИ**

Количество излучений на гармониках, относительный уровень которых  $a_{\text{пн},p}$  больше уровня ограничительной линии  $X_{\text{зад}}$  получаем при помощи алгоритма «Расчёт параметров ЧМИ» (рис.3.2) и «Расчёт  $n_{\max}$ » (рис.3.3,а). В результате расчётов получаем  $n_{\max} = 7$ , т.е. будут учитываться ПИ до седьмой гармоники. Общее количество излучений, которое будет учитываться при моделировании, будет в соответствии с (2.7)  $p_{\max} = (m_{\max} - 1) + n_{\max} = 7$ , табл.4.2.

Таблица 4.2 – Параметры излучений

$p$	1	2	3	4	5	6	7
$m$							
$n$	1	2	3	4	5	6	7
$n_p$	1	2	3	4	5	6	7
$a_{\text{пн},p}$ , дБ	0	-54,1	-68,2	-78,2	-86	-92,3	-97,6

В качестве примера в таблице 4.3 представлены результаты расчёта для случая, когда для другого ПРД необходимо учитывать ПИ на субгармониках. Тогда для  $f_T = 156$  МГц из таблицы 2.1  $A1 = 20$  дБ/дек,  $B1 = -80$  дБ и  $A2 = -80$  дБ/дек.,  $B2 = -30$  дБ,  $\sigma_T = 10$  дБ. В соответствии с алгоритмами «Расчёт параметров ЧМИ» (рис.3.2) и «Расчёт  $n_{\max}$ », б – «Расчёт  $m_{\max}$ » (рис.3.3) получим  $m_{\max} = 3$ ,  $n_{\max} = 7$ ,  $p_{\max} = 9$ .

Таблица 4.3 – Параметры излучений

$p$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$m$	3	2							
$n$			1	2	3	4	5	6	7
$n_p$	1/3	1/2	1	2	3	4	5	6	7
$a_{\text{пн},p}$ , дБ	-86	-89,5	0	-54,1	-68,2	-78,2	-86	-92,3	-97,6

Частотные параметры ЧМИ (2.6) получены при помощи алгоритмов «Расчёт частотных параметров ЧМИ» (рис.3.2), «Расчёт  $f_{\text{шн}_p}$ » (рис.3.5,а), «Расчёт  $f_{\text{шв}_p}$ » (рис.3.5, б). В таблице 4.4, таблице 4.5 представлены результаты расчётов, где  $L(p)$  и  $R(p)$  – номера участков аппроксимации левой и правой частей спектра  $p$  - го излучения, где  $p$  – порядковый номер излучения,  $m$  – номер субгармоники,  $n$  – номер гармоники,  $n_p$  – коэффициент в выражении (2.8).

Таблица 4.4 – Граничные частоты излучений

$p$	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
$n_p$	1/3	1/2	1	2	3
$f_{\text{ш}_p}$ , МГц	52	78	156	312	468
$L(p)$	5	5	1	3	4
$f_{\text{шн}_p}$ , МГц	51,997333	77,996000	155,964251	311,975057	467,974560
$R(p)$	6	6	10	8	7
$f_{\text{шв}_p}$ , МГц	52,002667	78,004000	156,035749	312,024943	468,025440
$B_{\text{ш}_p}$ , МГц	0,005333	0,008000	0,071498	0,049886	0,050880

Таблица 4.5 – Граничные частоты излучений

$p$	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>9</b>
$n_p$	4	5	6	7
$f_{\text{ш}_p}$ , МГц	624	780	936	1092
$L(p)$	5	5	5	5
$f_{\text{шн}_p}$ , МГц	623,968000	779,960000	935,952000	1091,944000
$R(p)$	6	6	6	6
$f_{\text{шв}_p}$ , МГц	624,032000	780,040000	936,048000	1092,056000
$B_{\text{ш}_p}$ , МГц	0,064000	0,080000	0,096000	0,112000

**Графическая модель спектральной плотности излучений** (2.10) представлена на рисунке 4.1. В качестве примера моделирование осуществляется с учётом результатов таблицы 4.3,  $p=1...9$ . На рисунке отображены пунктирными линиями относительный уровень излучений и граничные частоты излучений на заданном уровне  $X_{\text{зад}}$  (см. табл. 4.4., табл. 4.5).

Из рисунка 4.1 видно, что относительный уровень побочных излучений линейно убывает на субгармониках влево, а на гармониках вправо до тех пор, пока не станет меньше уровня ограничительной линии  $X_{\text{зад}}$ . Изменяя уровень ограничительной линии, можно менять количество побочных излучений, которые будут учитываться при моделировании.

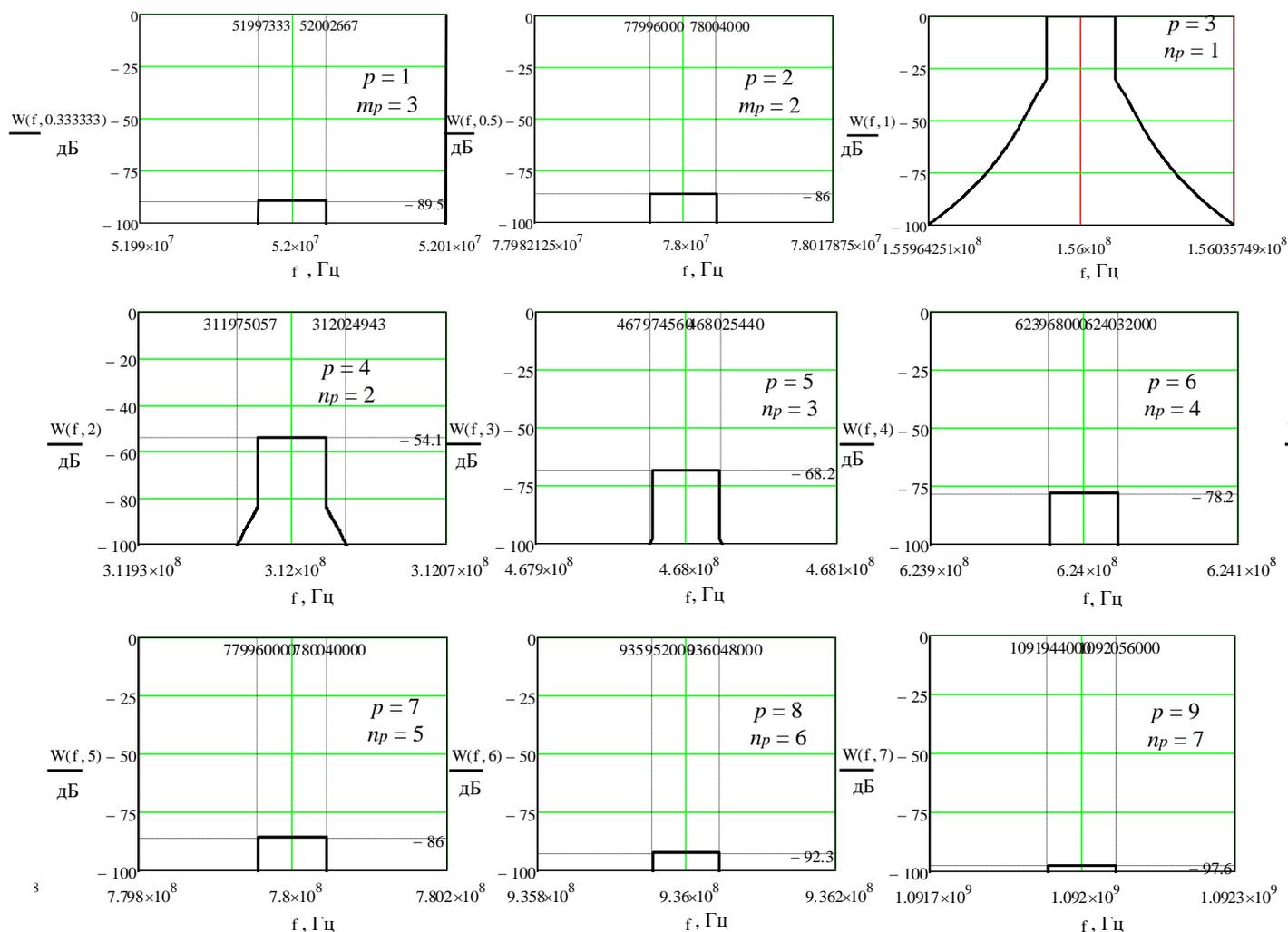


Рисунок 4.1 - Модель спектральной плотности излучений ПРД

#### 4.1.2. Эксперимент 2. Моделирование каналов приёма ПРМ

Целью данного вычислительного эксперимента является:

1. Тестирование модели (2.26) для получения ХЧИ  $s$ -х каналов приёма, образованных параметрами  $\eta, q, t$ ;
2. Проверка получаемых в результате расчётов параметров ЧМКП (2.23) в соответствии с выражениями (2.34) - (2.36);

3. Тестирование алгоритма «Расчёт частотных параметров ЧМКП, ЧМВЦ» (рис.3.6) и вспомогательных алгоритмов « $q_{\max}$ » (рис.3.7,*a*), « $t_{\max_q}$ » (рис.3.7,*б*), «Расчёт  $b_{кп_s}$ » (рис.3.8), «Расчёт  $f_{кп_s}$ » (рис.3.9).

### **Исходные данные**

Для проведения эксперимента используются характеристики ПРМ УКВ радиостановки FM-8500 фирмы Fujino [77]. Рабочая частота  $f_R = 156$  МГц, класс излучения 16K0G3E. Данные для моделирования представлены в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Уровни избирательности по соседним каналам приёма

$\zeta$	0	1	2	3	4	5	6	7
$S_\zeta$ , дБ	100	60	30	0	0	30	60	100
$\Delta f_\zeta$ , кГц	$-f_0$	-11	-8	-5,5	5,5	8	11	$f_7$

Уровень ограничительной линии  $S_{\text{зад}} = 100$  дБ. В таблице 4.6  $S_0 = S_7 = S_{\text{зад}}$ , номер последней аппроксимирующей прямой  $n_R = 7$ . Для  $f_{кп} < f_R$  из таблицы 2.2 определяем  $I1 = -20$  дБ/дек,  $J1 = 80$  дБ, для  $f_{кп} > f_R$   $I2 = 35$  дБ/дек,  $J2 = 85$  дБ,  $\sigma_R = 15$  дБ. Избирательность по ПЧ  $S_{пч} = 80$  дБ, по ЗКП  $S_{зкп} = 70$  дБ. Промежуточная частота  $f_{пч} = 21,4$  МГц. Значения граничных частот  $f_0$  и  $f_7$  на уровне  $S_{\text{зад}}$  рассчитываются в ходе определения частотных параметров ЧМКП.

### **Определение параметров ЧМКП**

При моделировании необходимо определить частотные параметры  $s$  –  $x$  каналов приёма с параметрами  $q, t, \eta$ :  $q = 1 \dots q_{\max}, t = 1 \dots t_{\max_q}, \eta = 1, -1$ . Для каждого  $q = 1 \dots q_{\max}$  необходимо определить  $t_{\max_q}$ , т.е. такие каналы приёма, частоты которых удовлетворяют условию (2.30). При помощи алгоритма « $q_{\max}$ » (рис.3.7,*a*) получаем  $q_{\max} = 3$ . Тогда при помощи алгоритма « $t_{\max_q}$ » (рис.3.7,*б*) получаем  $t_{\max_1} = 2, t_{\max_2} = 1, t_{\max_3} = 1$ . Общее количество каналов приёма, которые будут учитываться в расчётах, определяется (2.24):  $s_{\max} = 2 t_{\max_1} + 2 t_{\max_2} + 2 t_{\max_3} =$ . Расчёт относительного уровня избирательности  $s$  –  $x$  каналов приёма осуществляется при помощи алгоритма «Расчёт  $b_{кп_s}$ » (рис.3.8). Частотные параметры ЧМКП определяются при помощи алгоритмов «Расчёт частотных

параметров ЧМКП, ЧМВЦ» (рис.3.6) и «Расчёт  $f_{кпв_s}$ » (рис.3.9). Результаты расчётов представлены в таблице 4.7, таблице 4.8.

Таблица 4.7 – Граничные частоты каналов приёма

$s$	1	2	3	4	5
Тип КП	ПЧ	ОКП	ЗКП	ПКП	
$q_s$	1	1	1	1	1
$t_s$	0	1	1	2	2
$\eta_s$	1	1	-1	1	-1
$b_{кп_s}$ дБ	80	0	70	96,5	98,4
$f_{кп_s}$ , МГц	21,4	156	198,8	333,4	376,2
$R(s)$	4	6	4	4	4
$f_{кпн_s}$ , МГц	21,392939	155,983181	198,792000	333,394257	376,194388
$f_{кпв_s}$ , МГц	21,407061	156,016819	198,808000	333,405743	376,205612
$B_{кп_s}$ , МГц	0,014121	0,033638	0,016000	0,011484	0,011224

Таблица 4.8 – Граничные частоты каналов приёма

$s$	6	7	8	9
Тип КП	ПКП			
$q_s$	2	2	3	3
$t_s$	1	1	1	1
$\eta_s$	1	-1	1	-1
$b_{кп_s}$ дБ	86	84	89,5	87,4
$f_{кп_s}$ , МГц	78	99,4	52	66,266667
$R(s)$	4	4	4	4
$f_{кпн_s}$ , МГц	77,996725	99,396638	51,997911	66,264522
$f_{кпв_s}$ , МГц	78,003275	99,403362	52,002089	66,268811
$B_{кп_s}$ , МГц	0,006550	0,006724	0,004178	0,004289

Из таблиц 4.7, 4.8 видно, что избирательность, а также ширина полосы частот побочных каналов, образованных при суммарном и разностном преобразовании, приблизительно одинаковы, что соответствует действительности при  $f_{пч} \ll f_R$ .

**Графическая модель каналов приёма** представлена на рисунке 4.2, где отмечены результаты расчётов таблицы 4.7 и 4.8. Из рисунка видно, что относительный уровень избирательности каналов приёма убывает до тех пор,

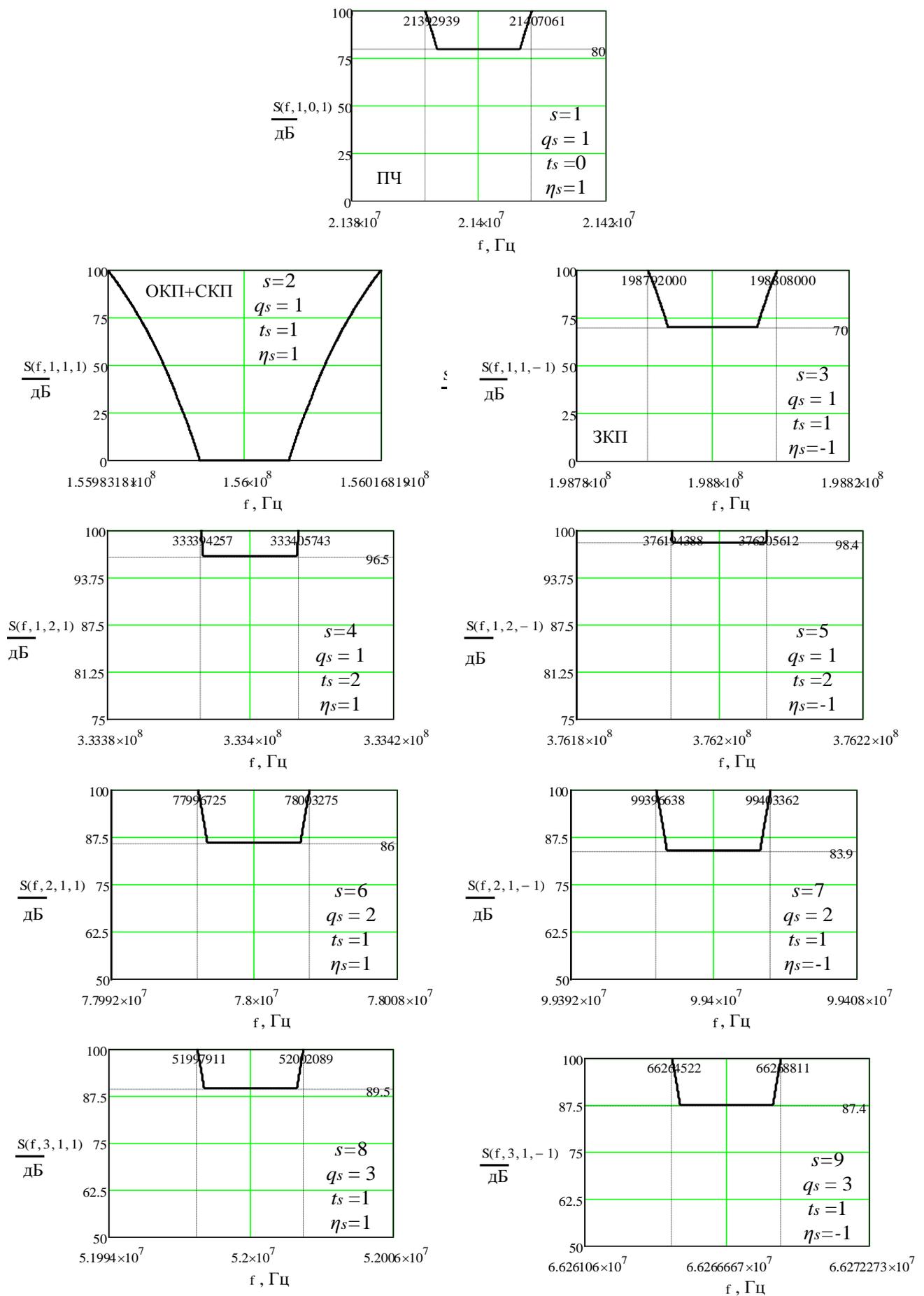


Рисунок 4.2 – Графическая модель каналов приёма

пока уровень избирательности не станет ниже уровня ограничительной линии  $b_{КП_s} < S_{зад}$ . При помощи уровня ограничительной линии можно изменять количество учитываемых при моделировании каналов приёма, изменяя при этом глубину анализа ЭМС РЭС.

### 4.1.3. Эксперимент 3. Моделирование входной цепи ПРМ

Целью вычислительного эксперимента является:

1. Тестирование модели (2.37) для получения огибающей ХЧИ входной цепи ПРМ;
2. Проверка корректности получаемых в результате расчётов параметров ЧМВЦ с помощью выражений (2.40) - (2.42);
3. Тестирование алгоритма «Расчёт частотных параметров ВЦ» (рис.3.10).

Для эксперимента используется ПРМ УКВ радиостановки FM-8500 [77]. Данные для моделирования представлены в таблице 4.9. В качестве частоты основного канала приёма используется средняя частота рабочего диапазона ПРМ  $f_R=160,5375$  МГц. Уровень ограничительной линии составляет 100 дБ. Для значений  $S_{ВЦ_1} = S_{ВЦ_4} = S_{ЭК} = 70$ дБ определяются частоты  $\Delta f_{ВЦ_1} = -\Delta f_{ВЦ_4} = \Delta f_{ЭК} = 2f_{ПЧ} = 42,8$ МГц

Таблица 4.9 – Уровни избирательности ВЦ

$\zeta$	0	1	2	3	4	5
$S_{ВЦ_\zeta}$ , дБ	100	70	0	0	70	100
$\Delta f_{ВЦ_\zeta}$ , МГц	$\Delta f_{ВЦ_0}$	-42,8	-5,537500	5,537500	42,8	$\Delta f_{ВЦ_5}$

Для определения частотных параметров ЧМВЦ достаточно определить частотный сдвиг  $\Delta f_{ВЦ_5}$  для расчёта верхней граничной частоты ЧМВЦ (2.40). Расчёт нижней граничной частоты осуществляется по (2.41). Результаты расчётов представлены в таблице 4.10.

Таблица 4.10 – Частотные параметры ВЦ

$f_{ВЦ}$ , МГц	$f_{ВЦн}$ , МГц	$f_{ВЦв}$ , МГц	$B_{ВЦ}$ , МГц
	57,719080		205,636840
160,5375			
		263,355920	

На рисунке 4.3 представлена модель ВЦ в графическом виде.

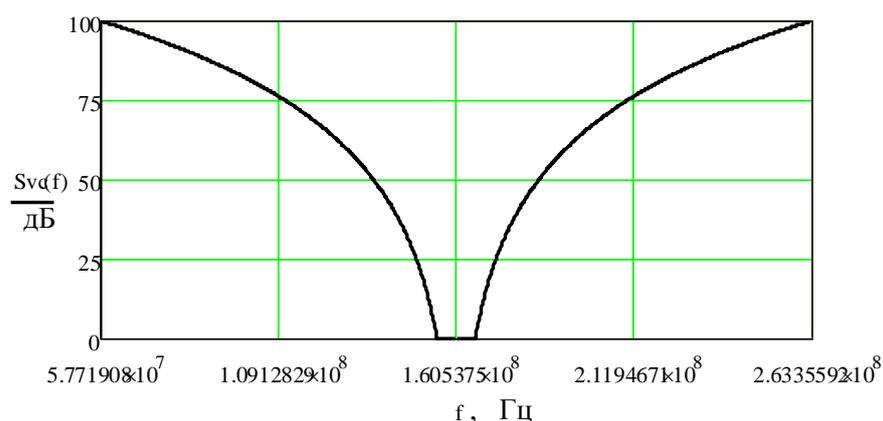


Рисунок 4.3 – Графическая модель ХЧИ входной цепи

#### 4.1.4. Эксперимент 4. Моделирование воздействия излучений на ПРМ

Целью эксперимента является тестирование:

1. Алгоритма «Определение КПП и КПП НЭ», рисунок 3.11;
2. Алгоритма «Расчёт частотных параметров КПП», рисунок 3.12,а;
3. Алгоритма «Расчёт частотных параметров КПП НЭ», рисунок 3.12,б;
3. Алгоритма «ЭОП», рисунок 3.13;
4. Алгоритма «Расчёт  $W(f, p_{кпп_k})$ », рисунок 3.14;
5. Алгоритма «Расчёт  $S(f, s_{кпп_k})$ », рисунок 3.15;
6. Алгоритма «ЭОП НЭ», рисунок 3.16;
7. Алгоритма «Расчёт  $W(f, p_{нэ_b})$ », рисунок 3.17;
8. Алгоритма «Расчёт  $S_{вц}(f)$ », рисунок 3.18.

Схема вычислительного эксперимента представлена на рисунке 4.4.



Рисунок 4.4 – Схема вычислительного эксперимента

#### Воздействие излучений через основной и соседние каналы приёма.

В качестве РЭС1 - источника излучений используется ПРД, в качестве РЭС2 – рецептора помех используется ПРМ УКВ радиостановки FM-8500, табл.4.11.

Таблица 4.11 – Модель взаимодействия РЭС

РЭС1 (ПРД)		РЭС2 (ПРМ)	
Класс излучения	16K0G3E	Класс излучения	16K0G3E
<b>Эксперимент 4.1. Прямое воздействие ОИ через ОКП: <math> f_T - f_R  = 0</math> МГц</b>			
$f_T$ , МГц	156,0000	$f_R$ , МГц	156,0000
<b>Эксперимент 4.2. Воздействие ВИ через ОКП: <math> f_T - f_R  = 0,025</math> МГц</b>			
$f_T$ , МГц	156,0250	$f_R$ , МГц	156,0000

Для определения мощности помех в пределах КПП рассчитывается коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте КПП с использованием модели свободного пространства (ПА26). Другие факторы при этом не учитываются. Расстояние между РЭС1 и РЭС2  $R = 3$  км, выходная мощность ПРД 25 Вт.

Результаты расчётов представлены в таблице 4.12 и таблице 4.13.

Таблица 4.12 – Воздействие излучения через основной канал приёма

<b>Эксперимент 4.1</b>	
Частота передачи, МГц	$f_T = 156,0000$
Класс излучения ПРД	16K0G3E
Частота приёма, МГц	$f_R = 156,0000$
Класс излучения ПРМ	16K0G3E
Количество КПП $k_{\max}$	1
Тип воздействия, $k = 1$	(ОИ+ВИ)→(ОКП+СКП), прямое прохождение, рис.5.4,a
Порядковый номер излучения, образующего КПП	$p = 1$
Частота излучения, образующего КПП, МГц	$f_{\text{пл}1} = 156,000000$
Порядковый номер канала приёма, образующего КПП	$s = 2$
Частота канала приёма образующего КПП, МГц	$f_{\text{кп}1} = 156,000000$
Параметры, образующие поражённый канал приёма	$q_2 = 1, t_2 = 1, \eta_2 = 1$
Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{пл}1} = 155,964251$
Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{пл}1} = 156,035749$
Нижняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{кп}2} = 155,983181$
Верхняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{кп}2} = 156,016819$
Нижняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{кп}1} = 155,983181$
Верхняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{кп}1} = 156,016819$
Средняя частота КПП, МГц	$f_{\text{кп}1} = 156,000000$
Ширина полосы частот КПП, МГц	$B_{\text{кп}1} = 0,033638$
Коэффициент связи для средней частоты КПП, дБ	$L_{\text{св}}(f_{\text{кп}1}) = 85,85$
Мощность помехи в КПП, дБм	$P_{\text{п}1} = -43,3$

Таблица 4.13 – Воздействие излучения через основной канал приёма со смещением

<b>Эксперимент 4.2</b>	
Частота передачи, МГц	$f_T = 156,0250$
Класс излучения ПРД	16K0G3E
Частота приёма, МГц	$f_R = 156,0000$
Класс излучения ПРМ	16K0G3E
Количество КПП $k_{\max}$	1
Тип воздействия, $k = 1$	(ВИ)→(ОКП+СКП) со смещением, рис.5.4,б
Порядковый номер излучения, образующего КПП	$p = 1$
Частота излучения, образующего КПП, МГц	$f_{\text{ПП}_1} = 156,025000$
Порядковый номер канала приёма, образующего КПП	$s = 2$
Частота канала приёма образующего КПП, МГц	$f_{\text{КП}_1} = 156,000000$
Параметры, образующие поражённый канал приёма	$q_2 = 1, t_2 = 1, \eta_2 = 1$
Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{ПП}_1} = 155,989251$
Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{ПП}_1} = 156,060749$
Нижняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{КП}_2} = 155,983181$
Верхняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{КП}_2} = 156,016819$
Нижняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{КП}_1} = 155,989251$
Верхняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{КП}_1} = 156,016819$
Средняя частота КПП, МГц	$f_{\text{КП}_1} = 156,003035$
Ширина полосы частот КПП, МГц	$B_{\text{КП}_1} = 0,027568$
Коэффициент связи для средней частоты КПП, дБ	$L_{\text{св}}(f_{\text{КП}_1}) = 85,86$
Мощность помехи в КПП, дБм	$P_{\text{П}_1} = -119,2$

На рисунке 4.4 графически представлено воздействие излучений, где  $Wl(m)$  соответствует огибающей спектральной плотности мощности помехи на выходе ПРМ  $W_{\text{П}}$  в выражении (2.79);  $W(f,1)$  – огибающая спектральной плотности мощности ОИ с учётом ВИ;  $S(f,1,1,1)$  – огибающая ХЧИ ОКП с учётом СКП;  $L_{\text{св}}(f)$  – коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ.

Из рисунка 4.5,а видно, что ОИ с учётом ВИ шире, чем ОКП с учётом СКП. Поэтому ширина КПП определяется граничными частотами ОКП с учётом СКП, что следует из (2.74), (2.75). При смещении средней частоты основного излучения относительно средней частоты основного канала приёма на 0,025 МГц (Эксперимент 4.2) ширина полосы частот КПП определяется нижней граничной частотой ОИ с учётом ВИ и верхней граничной частотой ОКП с учётом СКП на уровнях, соответственно,  $X_{\text{зад}} = -100$  дБ и  $S_{\text{зад}} = 100$  дБ, рисунок 4.5,б. Как видно из таблицы 4.12 и таблицы 4.13 мощность помехи в КПП при смещении частоты

передачи относительно частоты приёма на 0,025 МГц существенно ниже, чем при прямом прохождении без смещения.

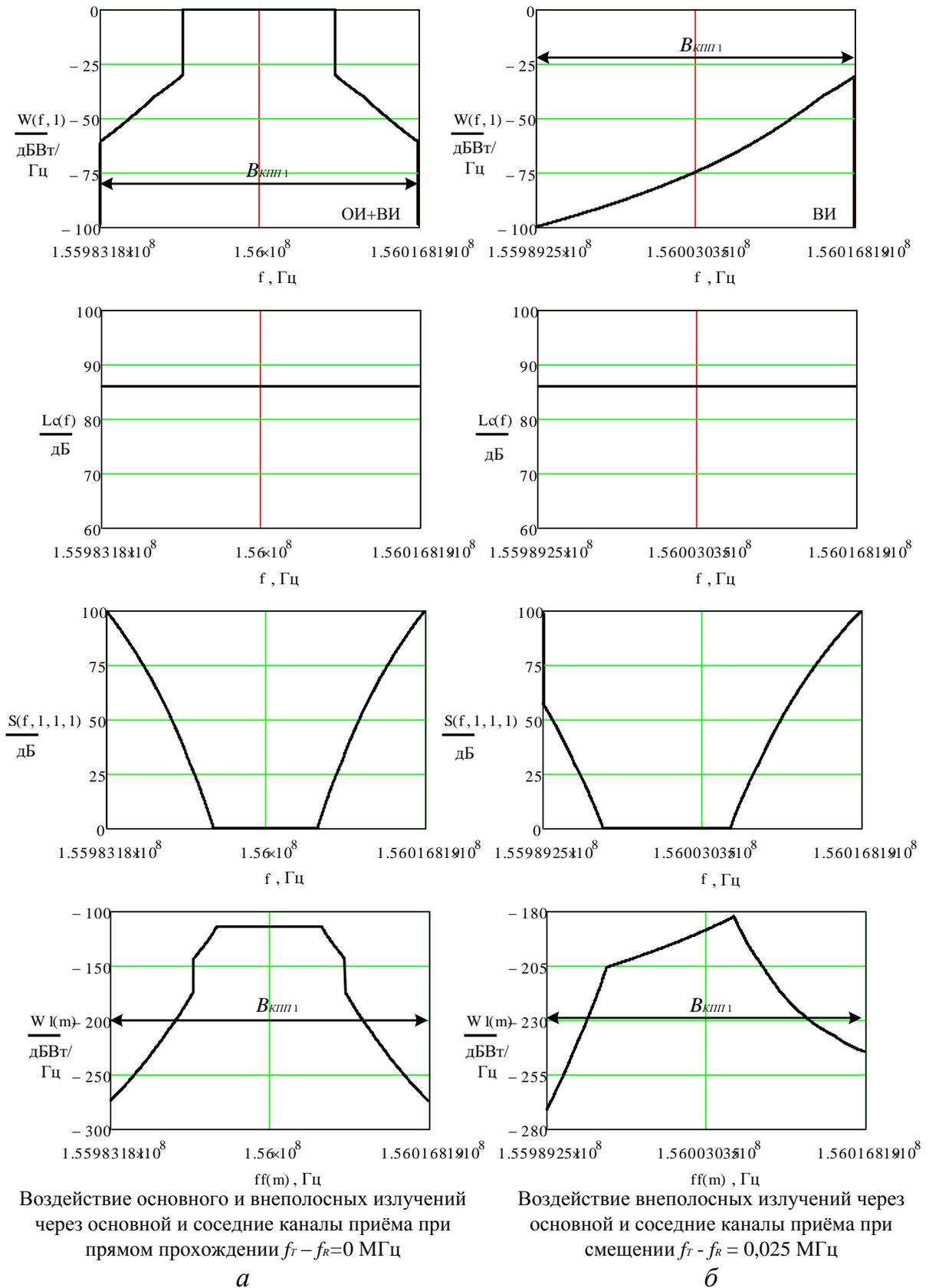


Рисунок 4.5. – Эксперименты: *a* – Эксперимент 4.1, *b* – Эксперимент 4.2

Воздействие излучений через побочные каналы приёма.

**Эксперимент 4.3.** В качестве РЭС1 используется ПРД ОВЧ ЧМ радиовещания, выходная мощность 1000 Вт, в качестве РЭС2 используется ПРМ УКВ радиостановки FM-8500 [77], таблица 4.13. Коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ определяется для средней частоты КПП только с учётом потерь в свободном пространстве (ПА26). Другие факторы при этом не учитываются. Расстояние между РЭС1 и РЭС2 равно 100 м. Для эксперимента 4.4 используется ПРД технологической сети связи с выходной мощностью 25 Вт.

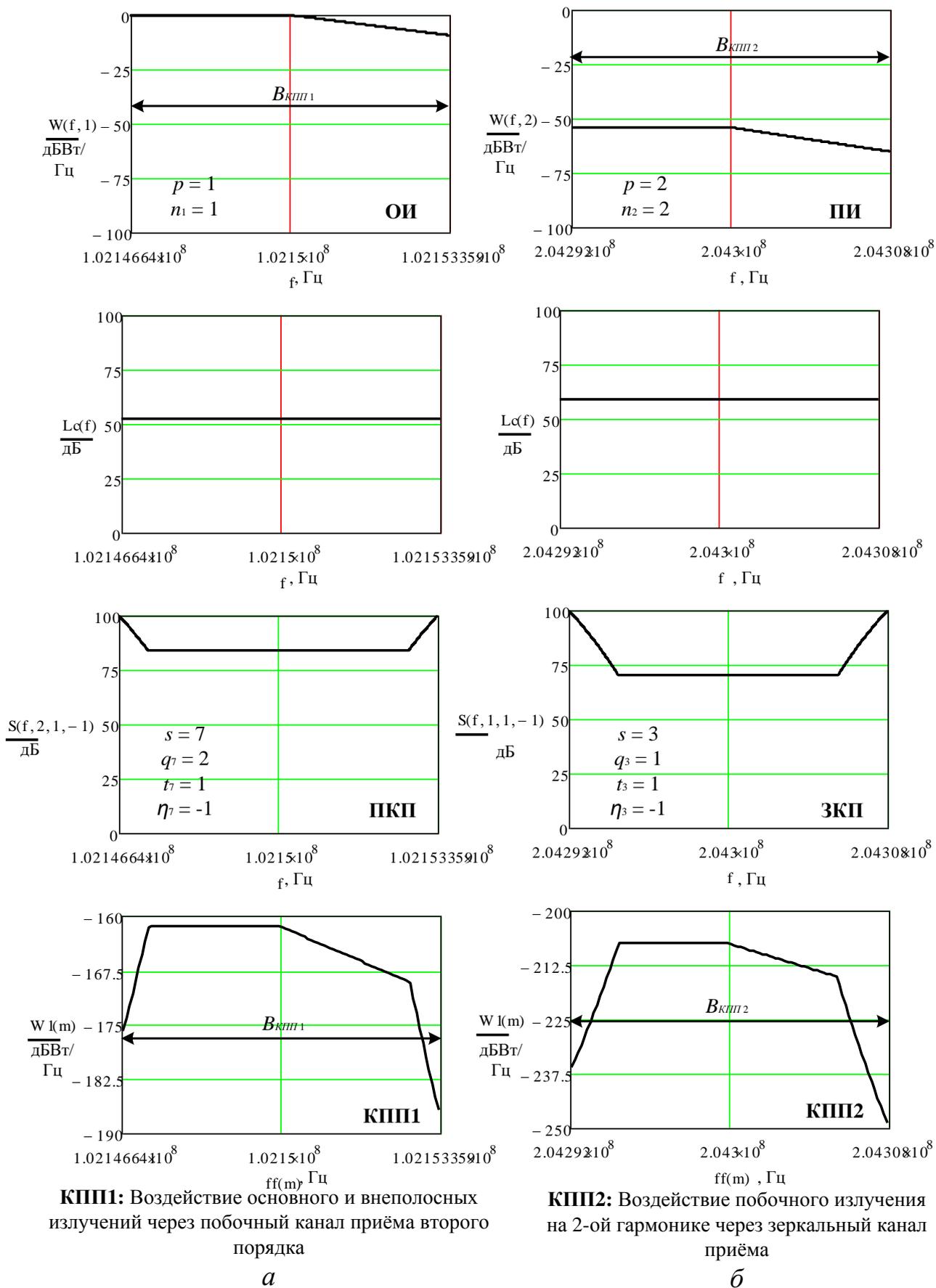
Таблица 4.13 – Модель взаимодействия РЭС

РЭС1 (ПРД)		РЭС2 (ПРМ)	
<b>Эксперимент 4.3. <math>V_n(\text{ПРД}) \gg V_n(\text{ПРМ})</math></b>			
Класс излучения	300KF8EHF	Класс излучения	16K0G3E
$f_T$ , МГц	102,0000	$f_R$ , МГц	161,5000
<b>Эксперимент 4.4. <math>V_n(\text{ПРД}) \leq V_n(\text{ПРМ})</math></b>			
Класс излучения	8K0F3E	Класс излучения	16K0G3E
$f_T$ , МГц	335,3000	$f_R$ , МГц	156,9500

Результаты расчётов представлены в таблице 4.15 (Эксперимент 4.3). В результате работы алгоритма «Определение КПП и КПП НЭ», рис.3.11, определено количество КПП  $k_{\max} = 2$ . Основное и внеполосные излучения проникают на выход ПРМ через побочный канал приёма. Побочное излучение на второй гармонике проникает на выход ПРМ через зеркальный канал приёма. Все параметры, которые позволяют идентифицировать излучение и канал приёма, образующие КПП, определяются алгоритмом «Определение КПП и КПП НЭ» и представлены в таблице 4.15. При помощи алгоритма «Расчёт частотных параметров КПП», рисунок 3.12,а определяются частотные параметры каждого КПП (табл.4.15). При помощи алгоритма «Расчёт  $W(f, p_{\text{кпп}_k})$ », рисунок 3.14, «Расчёт  $S(f, s_{\text{кпп}_k})$ », рис.3.15 и «ЭОП», рис.3.13 определяется значение мощности по каждому КПП и суммарная мощность по всем КПП. На рисунке 4.6 графически представлено образование двух КПП в результате проведения эксперимента 4.3

Таблица 4.15 – Воздействие излучений через побочные каналы приёма

Эксперимент 4.3			
Частота передачи, МГц		$f_T = 102,0000$	
Класс излучения ПРД		300KF8EHF	
Частота приёма, МГц		$f_R = 161,5000$	
Класс излучения ПРМ		16K0G3E	
Количество КПП $k_{\max}$		2	
КПП 1	Тип воздействия по 1-му КПП, $k = 1$		1-й КПП: ОИ → ПКП, рис.5.5,а
	Порядковый номер излучения, образующего КПП		$p = 1$
	Частота излучения, образующего КПП, МГц		$f_{\text{ПИ}_1} = 102,000$
	Порядковый номер канала приёма, образующего КПП		$s = 7$
	Частота канала приёма образующего КПП, МГц		$f_{\text{КП}_7} = 102,150$
	Параметры, образующие поражённый канал приёма		$q_7 = 2, t_7 = 1, \eta_7 = -1$
	Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц		$f_{\text{ПН}_1} = 101,091403$
	Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц		$f_{\text{ПВ}_1} = 102,908597$
	Нижняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц		$f_{\text{КПН}_7} = 102,146641$
	Верхняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц		$f_{\text{КПВ}_7} = 102,153359$
	Нижняя граничная частота КПП, МГц		$f_{\text{КПН}_1} = 102,146641$
	Верхняя граничная частота КПП, МГц		$f_{\text{КПВ}_1} = 102,153359$
	Средняя частота КПП, МГц		$f_{\text{КП}_1} = 102,150000$
	Ширина полосы частот КПП, МГц		$B_{\text{КП}_1} = 0,006718$
	Параметр связи для средней частоты КПП, дБ		$L_{\text{св}}(f_{\text{КП}_1}) = 52,6$
	Мощность помехи 1-го КПП, дБм		$P_{\text{П}_1} = -95,1834$
КПП 2	Тип воздействия по 2-му КПП, $k = 2$		2-й КПП: ПИ → ЗКП, рис.5.5,б
	Порядковый номер излучения, образующего КПП		$p = 2$
	Частота излучения, образующего КПП, МГц		$f_{\text{ПИ}_2} = 204,000$
	Порядковый номер канала приёма, образующего КПП		$s = 3$
	Частота канала приёма образующего КПП, МГц		$f_{\text{КП}_3} = 204,300$
	Параметры, образующие поражённый канал приёма		$q_3 = 1, t_3 = 1, \eta_3 = -1$
	Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц		$f_{\text{ПН}_2} = 203,522742$
	Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц		$f_{\text{ПВ}_2} = 204,477258$
	Нижняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц		$f_{\text{КПН}_3} = 204,292000$
	Верхняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц		$f_{\text{КПВ}_3} = 204,308000$
	Нижняя граничная частота КПП, МГц		$f_{\text{КПН}_2} = 204,292000$
	Верхняя граничная частота КПП, МГц		$f_{\text{КПВ}_2} = 204,308000$
	Средняя частота КПП, МГц		$f_{\text{КП}_2} = 204,300000$
	Ширина полосы частот КПП, МГц		$B_{\text{КП}_2} = 0,016000$
	Параметр связи для средней частоты КПП, дБ		$L_{\text{св}}(f_{\text{КП}_2}) = 58,7$
	Мощность помехи 1-го КПП, дБм		$P_{\text{П}_2} = -138,2947$
Суммарная мощность помех по всем КПП, дБм		$P_{\text{П}} = -95,1832$	



**КПП1:** Воздействие основного и внеполосных излучений через побочный канал приёма второго порядка

**КПП2:** Воздействие побочного излучения на 2-ой гармонике через зеркальный канал приёма

Рисунок 4.6 – Эксперимент 4.3.

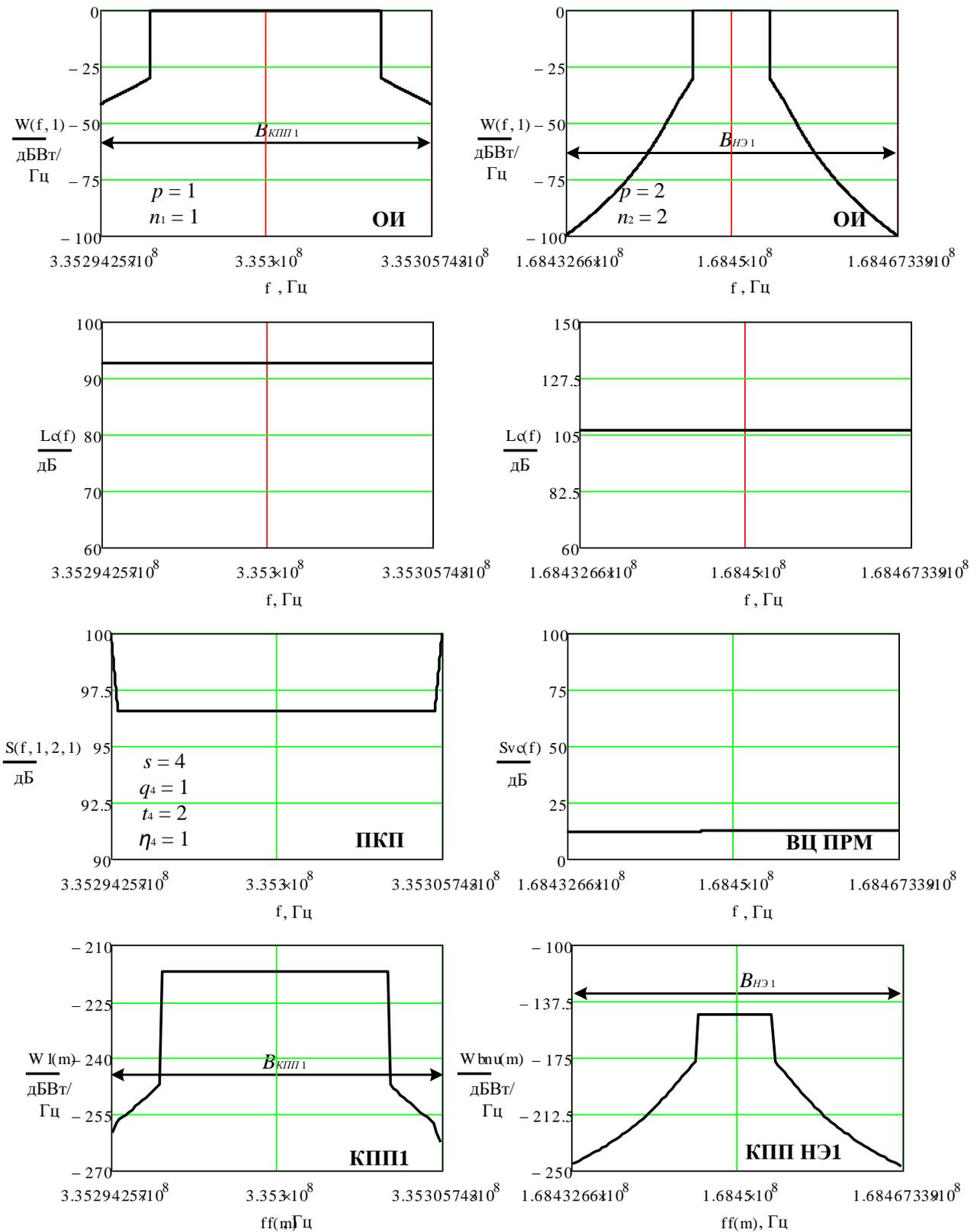
В связи с тем, что необходимая ширина полосы частот ПРД существенно больше необходимой полосы частот приёмного класса излучений, на выход ПРМ проникает лишь часть мощности излучений как по 1-му КПП, так и по 2-му КПП, а ширина полосы частот 1-го и 2-го КПП определяется шириной полосы частот каналов приёма на уровне  $S_{\text{зад}} = 100$  дБ (рис.4.6).

Результаты расчётов Эксперимента 4.4 представлены в таблице 4.16.

Таблица 4.16 – Воздействие излучения через побочный канал приёма

<b>Эксперимент 4.4</b>	
Частота передачи, МГц	$f_T = 335,3000$
Класс излучения ПРД	8K0F3E
Частота приёма, МГц	$f_R = 161,5000$
Класс излучения ПРМ	16K0G3E
Количество КПП $k_{\text{max}}$	1
Тип воздействия по 1-му КПП, $k = 1$	1-й КПП: ОИ → ПКП, рис.5.6, <i>a</i>
Порядковый номер излучения, образующего КПП	$p = 1$
Частота излучения, образующего КПП, МГц	$f_{\text{ш1}} = 335,300000$
Порядковый номер канала приёма, образующего КПП	$s = 4$
Частота канала приёма образующего КПП, МГц	$f_{\text{кп4}} = 335,300000$
Параметры, образующие поражённый канал приёма	$q_4 = 1, t_4 = 2, \eta_4 = 1$
Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{шн1}} = 335,282661$
Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{\text{шв1}} = 335,317339$
Нижняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{кпн4}} = 335,294357$
Верхняя граничная частота канала приёма (100 дБ), МГц	$f_{\text{кпв4}} = 335,305743$
Нижняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{кпн1}} = 335,294257$
Верхняя граничная частота КПП, МГц	$f_{\text{кпв1}} = 335,305743$
Средняя частота КПП, МГц	$f_{\text{кпш1}} = 335,300000$
Ширина полосы частот КПП, МГц	$B_{\text{кпш1}} = 0,011486$
Коэффициент связи для средней частоты КПП, дБ	$L_{\text{св}}(f_{\text{кпш1}}) = 62,95$
Мощность помехи 1-го КПП, дБм	$P_{\text{п1}} = -118,6$
Суммарная мощность помех по всем КПП, дБм	$P_{\text{п}} = -118,6$

Из рисунка 4.7,*a* видно, что на выход ПРМ проникает ОИ и часть ВИ, а ширина КПП определяется шириной ПКП на уровне 100 дБ. Т.к. восприимчивость ПКП, образованного на 2-й гармонике гетеродина существенно ниже, чем ПКП на 1-й гармонике гетеродина, то уровень мощности на выходе ПРМ сравнительно мал (табл.4.16).



**КПП1:** Воздействие основного и внеполосных излучений через побочный канал приёма, образованного на 2-ой гармонике гетеродина

**КПП HЭ1:** Воздействие основного излучения на входную часть ПРМ (на вход УРЧ)

*a*

*б*

Рисунок 4.7 – Эксперименты: *a* – Эксперимент 4.4; *б* – Эксперимент 4.5

### Воздействие излучений потенциально опасных по нелинейным эффектам.

Целью данного эксперимента является определение КППНЭ и мощности помехи на входе БНУ с учётом избирательных свойств входной цепи ПРМ. Схема проведения вычислительного эксперимента представлена на рисунке 4.8.

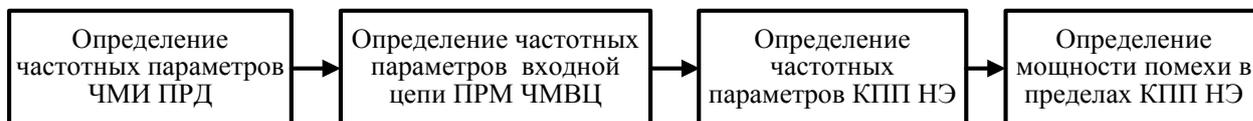


Рисунок 4.8 – Схема вычислительного эксперимента

В качестве РЭС1- источника помех используются ПРД подвижной службы с классом излучения 8K0F3E, мощность 25 Вт, в качестве РЭС2 – рецептор помех ПРМ УКВ радиоустановка FM-8500 [77], таблица 4.17. Коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ определяется для средней частоты КППНЭ только с учётом потерь в свободном пространстве (ПА26). Другие факторы при этом не учитываются. Расстояние между антеннами РЭС1 и РЭС2 равно 3000 м.

Таблица 4.17 – Модель взаимодействия РЭС

Эксперимент 4.5.			
РЭС1 (ПРД)		РЭС2 (ПРМ)	
Класс излучения	8K0F3E	Класс излучения	16K0G3E
$f_T$ , МГц	168,4500	$f_R$ , МГц	156,9500

Результаты расчётов Эксперимента 4.5 представлены в таблице 4.18. В результате работы алгоритма «Определение КПП и КППНЭ» (рис.3.11) установлено, что излучение на заданной частоте передачи не попадает в полосу основного и побочных каналов приёма, которые образуются в соответствии с заданной частотой приёма, но попадает в полосу входной цепи ПРМ. Таким образом, данное излучение проникает на вход УРЧ. Из рисунка 4.7,б и таблицы 4.18 видно, что ширина полосы КППНЭ полностью определяется шириной полосы основного излучения с учётом внеполосных на уровне ограничительной линии  $X_{зад}=-100$  дБ. При помощи алгоритма «ЭОП НЭ», рисунок 3.16 и вспомогательных алгоритмов «Расчёт  $W(f, p_{НЭ_b})$ », рисунок 3.17, «Расчёт  $S_{вц}(f)$ »,

рисунок 3.18, определяется уровень мощности помехи на входе УРЧ, проникающей через КППНЭ, таблица 4.18.

Таблица 4.18 – Воздействие излучения через КППНЭ

<b>Эксперимент 4.5</b>	
Частота передачи, МГц	$f_T = 168,4500$
Класс излучения ПРД	<b>8K0F3E</b>
Частота приёма, МГц	$f_R = 156,9500$
Класс излучения ПРМ	<b>16K0G3E</b>
Количество КПП НЭ $b_{\max}$	1
Количество КПП $k_{\max}$	0
Порядковый номер излучения, образующего КППНЭ	$p_{НЭ_1} = 1$
Частота излучения, образующего КППНЭ, МГц	$f_{ПН_1} = 168,450000$
Средняя частота входной цепи ПРМ, МГц	$f_{ВЦ} = 160,537500$
Нижняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{ПН_1} = 168,432661$
Верхняя граничная частота излучения (-100 дБ), МГц	$f_{ПН_1} = 168,467339$
Нижняя граничная частота входной цепи (100 дБ), МГц	$f_{ВЦн} = 57,719080$
Верхняя граничная частота входной цепи (100 дБ), МГц	$f_{ВЦв} = 263,355920$
Нижняя граничная частота КППНЭ, МГц	$f_{НЭ_1} = 168,432661$
Верхняя граничная частота КППНЭ, МГц	$f_{НЭ_1} = 168,467339$
Средняя частота КПП НЭ, МГц	$f_{НЭ_1} = 168,450000$
Ширина полосы частот КППНЭ, МГц	$B_{НЭ_1} = 0,034678$
Коэффициент связи для средней частоты КППНЭ, дБ	$L_{св}(f_{НЭ_1}) = 106,5$
Мощность помехи КППНЭ, дБм	$P_{ПНУ_1} = -77,8$

## **4.2. Оценка условий ЭМС группировки РЭС на объектах системы управления движением судов Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт»**

В рамках договорённости о применении результатов диссертационного исследования для оценки ЭМС группировки РЭС на объектах СУДС Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала (СЗБФ) ФГУП «Росморпорт» (письмо от 06.10.2015, вх. №1264/15) необходимо провести исследование, **целью** которого является оценка ЭМС группировки РЭС, действующих на объектах СУДС, с учётом ЭМО создаваемой излучениями ПРД и фактическим уровнем промышленных радиопомех. Для этого необходимо решить следующие задачи:

1. Провести натурные измерения уровней электромагнитного поля промышленных радиопомех на объектах СУДС Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт».

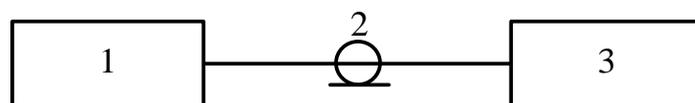
2. Провести анализ характеристик действующих РЭС на выбранных объектах СЗБФ ФГУП «Росморпорт». В программном комплексе сформировать состав группировки РЭС, которые будут участвовать в расчётах ЭМС.

3. На основе предлагаемых методов и алгоритмов, реализованных в составе программного комплекса оценки ЭМС «Анализ ЭМС РЭС МПС», провести расчёты и оценку ЭМС группировки РЭС, сосредоточенной на каждом объекте, с учётом фактических уровней электромагнитного поля промышленных радиопомех.

### **4.2.1. Измерение уровня напряжённости электромагнитного поля промышленных радиопомех на автоматизированных радиотехнических постах системы управления движением судов**

Измерение напряжённости ИРП основывается на методе эталонной антенны – использовании антенны с известными характеристиками размещаемой в электромагнитном поле [54,83].

Измерения проводятся на частотах ОВЧ диапазона при условии, что частоты измерений не совпадают с частотами основных, внеполосных и побочных излучений радиопередающих устройств, а также при соблюдении других условий измерений в соответствии с методикой [54]. Схема измерений представлена на рис. 4.9.



- 1 – измерительный приёмник Rode&Shwarz PR100;
- 2- кабельная сборка
- 3 – комплект измерительных антенн Rode&Shwarz HE 200

Рисунок 4.9. Схема измерения ИРП

Напряжённость поля ИРП определяется по формуле:

$$E_{ИРП} = U_{изм} + AF, \quad (4.1)$$

где

$U_{изм}$  - уровень напряжения, определяемый на требуемой частоте, дБ(мкВ);

$AF$  - антенный фактор, определяемой для каждой частоты, с учётом потерь в кабеле для антенны Rode&Shwarz HE 200, дБ(1/м), рисунок 4.10.

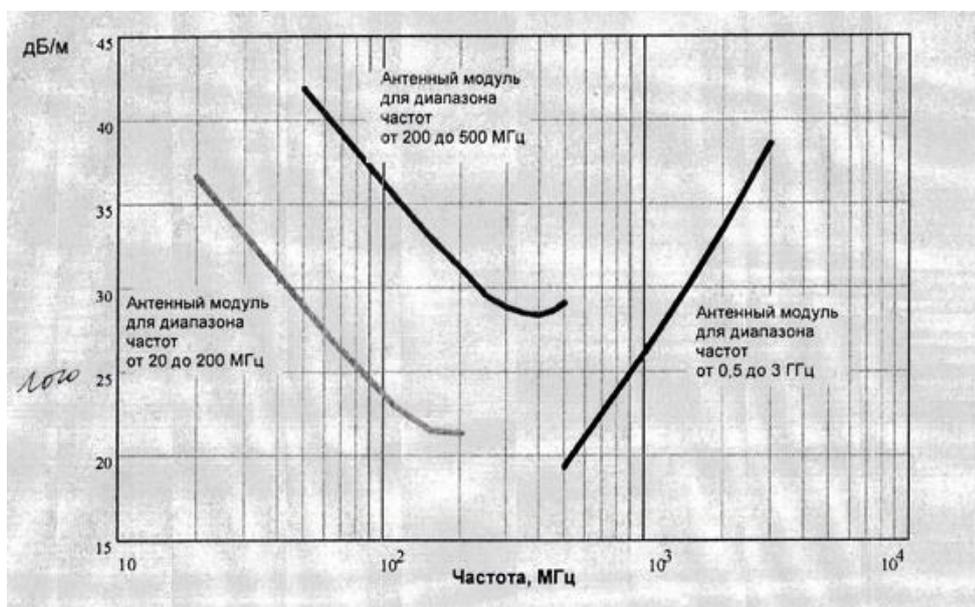


Рисунок 4.10 – Антенный фактор антенны HE 200

Обработка результатов измерений выполняется в соответствии с ГОСТ 8.207-76 [22] для доверительной вероятности  $P = 0,95$  посредством статистической обработки совокупности не менее 5 результатов измерений ( $n \geq 5$ )

для каждой частоты. Измерение напряжённости промышленных радиопомех проводилось на частотах до 300 МГц, т.к. на частотах выше 300 МГц совокупный уровень шумов в зонах, которые находятся на значительном удалении от городских и промышленных зон в основном определяется собственными шумами ПРМ [32].

Данные обработки результатов измерений напряжённости электромагнитного поля ИРП для объекта АРТП 1, г. Балтийск представлены в таблице 4.19, для объекта АРТП 4, п. Синявино в табл. 4.20, где:  $f$  – частота измерений, МГц;  $E_{ИРП\Sigma}$  – среднее арифметическое результатов измерений напряжённости поля ИРП, нормированное на полосу приёмника 1 кГц;  $\sigma$  – среднее квадратическое отклонение результатов измерений;  $\varepsilon$  – доверительные границы случайной погрешности результата измерений;  $\theta$  – доверительные границы неисключенной систематической погрешности результата измерений;  $\Delta$  – граница погрешности результата измерений.

Таблица 4.19 – Напряжённость промышленных радиопомех, АРТП1

$f$ , МГц	156,1	156,3	156,4	156,5	156,8	161,9
$E_{ИРП\Sigma}$ , дБ(мкВ/(м·кГц))	-11,65	-11,52	-11,60	-11,69	-11,72	-11,55
$\sigma$ , дБ	0,132	0,114	0,139	0,120	0,130	0,133
$\varepsilon$ , дБ	0,340	0,293	0,354	0,310	0,335	0,342
$\theta$ , дБ	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268
$\theta/\sigma < 0,8$	-	-	-	-	-	-
$\theta/\sigma > 8$	17,182	19,895	16,317	18,900	17,446	17,053
$\Delta$ , дБ	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268

Таблица 4.20 – Напряжённость промышленных радиопомех, АРТП4

$f$ , МГц	156,1	156,3	156,4	156,5	156,8	161,9	162,1
$E_{ИРП\Sigma}$ , дБ(мкВ/(м·кГц))	-11,58	-11,61	-11,56	-11,59	-11,52	-11,63	-11,6
$\sigma$ , дБ	0,118	0,120	0,119	0,128	0,122	0,133	0,128
$\varepsilon$ , дБ	0,303	0,309	0,305	0,33	0,314	0,341	0,329
$\theta$ , дБ	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268
$\theta/\sigma < 0,8$	-	-	-	-	-	-	-
$\theta/\sigma > 8$	19,237	18,9	19,059	17,719	18,59	17,053	17,719
$\Delta$ , дБ	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268	2,268

Значение мощности промышленных радиопомех на входе ПРМ рассчитывается по напряжённости поля, определяемой в результате измерений [95], дБВт:

$$P_{ИРП} = E_{ИРП} + G_R - 20 \lg f - 107.2, \quad (4.2)$$

где

$E_{ИРП}$  - напряжённость электромагнитного поля промышленных радиопомех, определяемая на объектах размещения РЭС (рецепторов помех), дБ(мкВ/м);

$G_R$  - коэффициент усиления антенны ПРМ, дБ;

$f$  - рабочая частота ПРМ, МГц.

Мощность ИРП, с учётом полосы пропускания фильтра ПЧ  $\Delta f_3$ , кГц и потерь в фидере  $\eta_\phi$ , дБ определяется, дБВт:

$$P_{ИРП} = E_{ИРП} + G_R - 20 \lg f + 10 \lg \Delta f_3 - \eta_\phi - 107.2 \quad (4.3)$$

Для оценки уровня мощности внешних источников естественных шумов используется эффективная температура антенны, обусловленная внешним шумом [64,73], дБ:

$$T_a = 10 \lg \frac{t_a}{t_0} \quad (4.4)$$

где

$t_a$  - эффективная температура антенны, К;

$t_0$  - эталонная температура, принятая 290 К.

Значение эффективной температуры для различных источников шумов представлены в [64].

Мощность внешних естественных шумов определяется, дБВт:

$$P_{ШВН} = T_a + 10 \lg \Delta f - 204. \quad (4.5)$$

Уровень суммарной мощности шумов на входе ПРМ рассчитывается, как суммарная мощность внешних шумов, определяемых с учётом мощности внешних источников естественных шумов и мощности промышленных радиопомех, дБВт:

$$P_{Ш\Sigma} = 10^{P_{ШВН}/10} + 10^{P_{ИРП}/10} \quad (4.6)$$

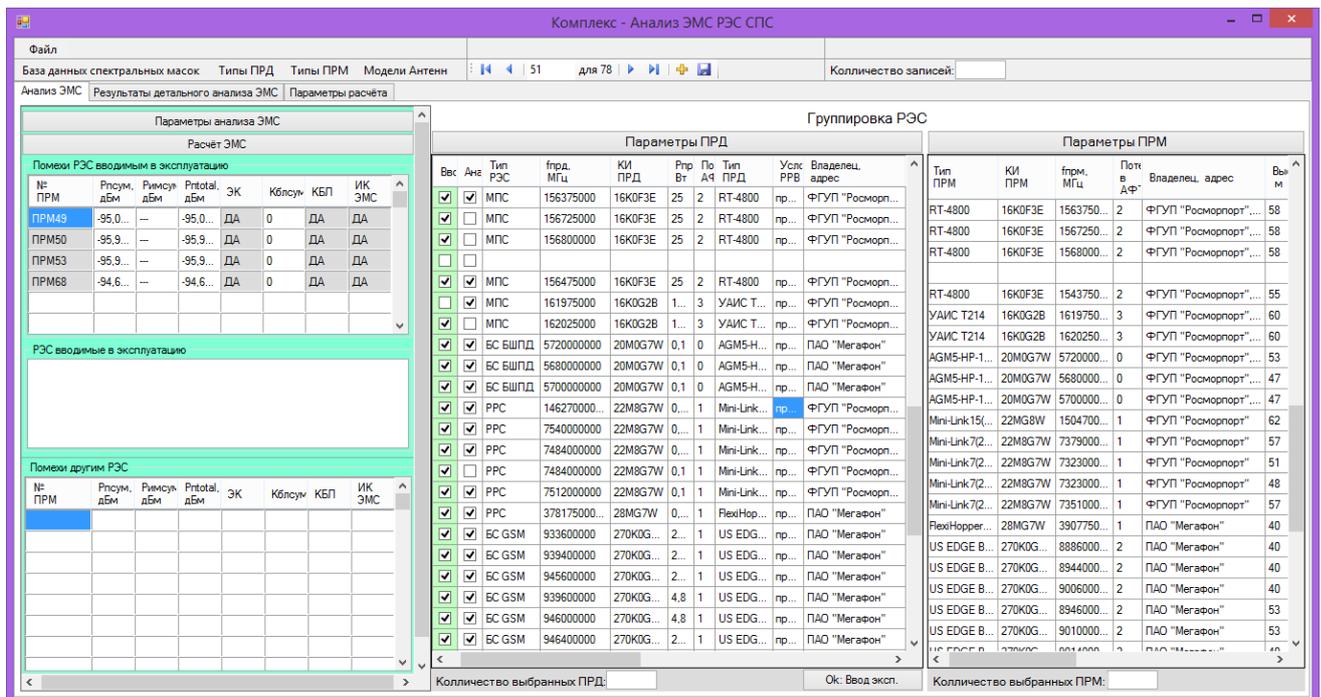
Рассчитанная в соответствии с (4.6) суммарная мощность внешних источников естественных шумов и промышленных радиопомех используется на этапе комплексной оценки помех в соответствии с интегральным критерием (2.126).

#### **4.2.2. Оценка ЭМС группировки РЭС, действующих на объектах системы управления движением судов**

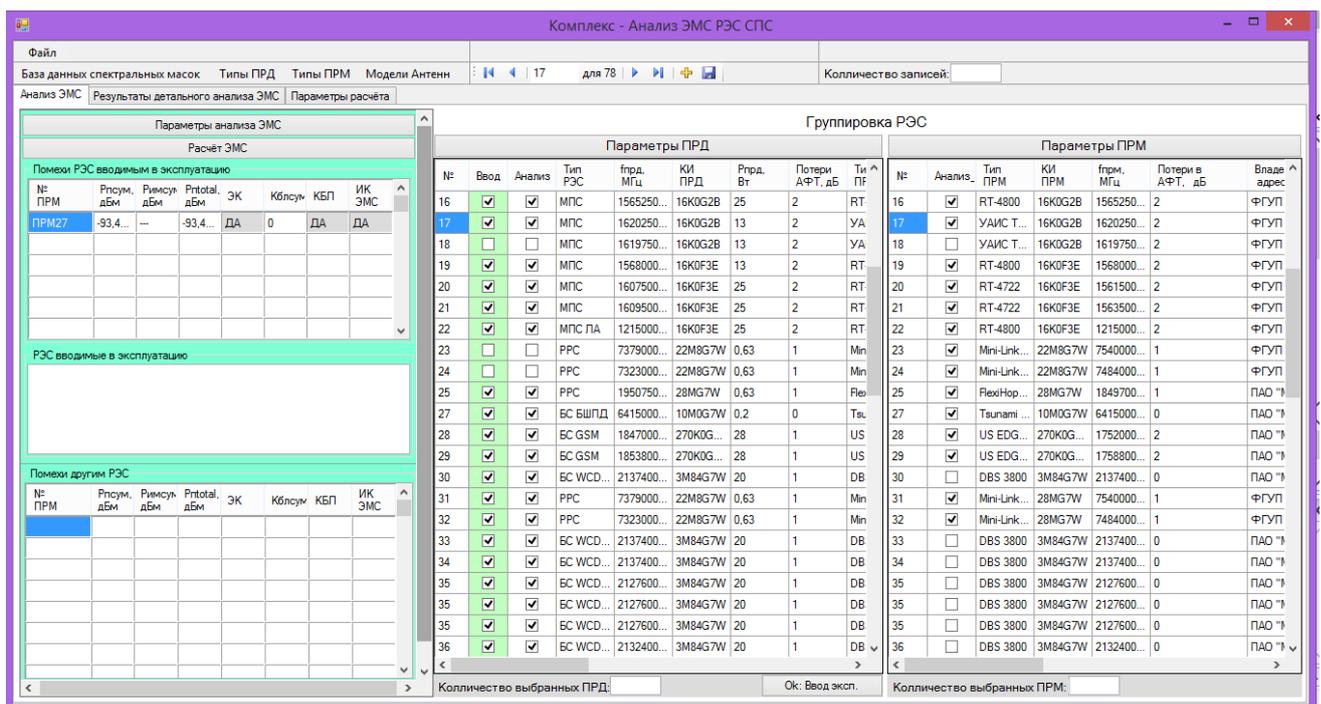
Формирование состава группировки РЭС на объектах связи АРТП1 и АРТП4, которые будут участвовать в расчётах ЭМС, осуществляется на основании данных о действующих РЭС. На указанных объектах СУДС функционируют РЭС сотовой мобильной связи. Процессы управления мощностью БС стандарта GSM и WCDMA при оценке ЭМС не учитываются. Предполагается, что БС мобильной связи функционируют на максимальной мощности, что соответствует наихудшему случаю.

В СУДС на объектах АРТП входят РЭС, которые образуют подсистему связи берег – судно, судно - берег, РЭС автоматизированной идентификационной системы, а также радиорелейные станции, которые образуют подсистему передачи информации между объектами АРТП и центром управления СУДС.

Данные группировки РЭС вводятся в базу данных ПК «Анализ ЭМС РЭС МПС», рисунок 4.11. Технические данные для различных типов РЭС определяются из технического описания РЭС, а также из каталога наименований РЭС и ВЧУ [37] и вводятся в базу данных ПК. Оценка ЭМС производится с учётом внешних источников естественных шумов (4.5) и измеренной мощности промышленных радиопомех. Библиотека спектральных масок для различных классов излучений, используемых различными типами РЭС, сформирована в соответствии с нормами на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения [55].



*a*



*b*

Рисунок 4.11 – Состав группировки РЭС в программном комплексе:

*a* – состав группировки РЭС АРТП1, г. Балтийск

*b* – состав группировки РЭС АРТП4, п. Синявино

На рисунке 4.11,а (левая часть окна) и рисунке 4.12 представлены результаты расчётов и оценки ЭМС для группировки РЭС АРТП1 г. Балтийск, на рисунке 4.11,б (левая часть окна) и рисунке 4.13 – для группировки РЭС АРТП4

п. Синявино. Обозначения параметров результатов расчётов и оценки ЭМС программного комплекса представлены в таблице 4.21.

**Комплексная оценка помех**

**Помехи по ОКП и ПКП**

№	Тип РЭС	fx, МГц	КПП	Рлсум, дБм	Рлдоп, дБм	ЭК	Рлсум-Рлдоп
ПРМ53	PPC	7351000000	1	-95,42037	-75	ДА	-20,42
ПРМ49	PPC	1504700000...	5	-94,62811	-75	ДА	-19,628
ПРМ50	PPC	7379000000	2	-95,42065	-75	ДА	-20,421
ПРМ68	PPC	1462700000...	1	-94,20574	-75	ДА	-19,206

**Блокирование**

№	Тип РЭС	fx, МГц	КППНЭ	Кблсум	Кблдоп	КБП	Кблсум-Кблдоп
ПРМ39	МПС	1563750000	2	0,104	0,3	ДА	-0,196
ПРМ43	МПС	1563750000	2	0,069	0,3	ДА	-0,241
ПРМ44	МПС	1619750000	2	0,132	0,3	ДА	-0,168
ПРМ51	PPC	7333000000	2	0	0,3	ДА	-0,3
ПРМ53	PPC	7351000000	1	0	0,3	ДА	-0,3

**Интермодуляция**

№	Тип РЭС	fx, МГц	Кимсум	Римсум, дБм	Рлдоп, дБм	ЭК

**Дуэльная оценка помех**

**Помехи по ОКП и ПКП**

№ ПРМ	№ ПРД	Тип РЭС	фрд, МГц	Тип излучения	Частота излучения Гц	гли	Частота канала приема, Гц	q	t	n	Рлк, дБм	ЭК/(Рлк-Рлдоп), дБ	Рлж, дБм	ЭК/(Рлж-Рлдоп), дБ	
ПРМ49	ПРД50	PPC	754000...	ОИ	754000...	1	ПКП	752350...	2	1	1	-95,420...	Да/-20,42		
ПРМ49	ПРД53	PPC	751200...	ОИ	751200...	1	ПКП	752350...	2	1	1	-95,420...	Да/-20,42	-95,420...	Да-20,42
ПРМ49	ПРД54	PPC	378175...	ОИ	378175...	1	ПКП	377575...	2	5	1	-94,528...	Да/-19,53		
ПРМ49	ПРД54	PPC	378175...	ПИ Г	756350...	2	ПКП	756550...	1	5	-1	-94,528...	Да/-19,53		
ПРМ49	ПРД68	PPC	150470...	ОИ	150470...	1	ОКП	150470...	1	1	1	-94,628...	Да/-19,63	-94,628...	Да-19,63
ПРМ49	ПРД51	PPC	748400...	ОИ	748400...	1	ЭКП	751900...	1	1	-1	-95,420...	Да/-20,42		
ПРМ50	ПРД53	PPC	751200...	ОИ	751200...	1	ЭКП	751900...	1	1	-1	-95,420...	Да/-20,42	-95,420...	Да-20,42
ПРМ50	ПРД51	PPC	748400...	ОИ	748400...	1	ЭКП	749100...	1	1	-1	-95,420...	Да/-20,42	-95,420...	Да-20,42
ПРМ53	ПРД49	PPC	146270...	ОИ	146270...	1	ОКП	146270...	1	1	1	-94,205...	Да/-19,21	-94,205...	Да-19,21

*a*

**Комплексная оценка помех**

**Помехи по ОКП и ПКП**

№	Тип РЭС	fx, МГц	КПП	Рлсум, дБм	Рлдоп, дБм	ЭК	Рлсум-Рлдоп
ПРМ53	PPC	7351000000	1	-95,42037	-75	ДА	-20,42
ПРМ49	PPC	1504700000...	5	-94,62811	-75	ДА	-19,628
ПРМ50	PPC	7379000000	2	-95,42065	-75	ДА	-20,421
ПРМ68	PPC	1462700000...	1	-94,20574	-75	ДА	-19,206

**Блокирование**

№	Тип РЭС	fx, МГц	КППНЭ	Кблсум	Кблдоп	КБП	Кблсум-Кблдоп
ПРМ39	МПС	1563750000	2	0,104	0,3	ДА	-0,196
ПРМ43	МПС	1563750000	2	0,069	0,3	ДА	-0,241
ПРМ44	МПС	1619750000	2	0,132	0,3	ДА	-0,168
ПРМ51	PPC	7333000000	2	0	0,3	ДА	-0,3
ПРМ53	PPC	7351000000	1	0	0,3	ДА	-0,3

**Интермодуляция**

№	Тип РЭС	fx, МГц	Кимсум	Римсум, дБм	Рлдоп, дБм	ЭК

**Дуэльная оценка помех**

**Помехи по ОКП и ПКП**

№ ПРМ	№ ПРД	Тип РЭС	фрд, МГц	Тип излучения	Частота излучения, МГц	РлБНУ, дБм	кблж	КБПж	Кблж-кблдоп	кблж	КБПж	кблж-кблдоп		
ПРМ43	ПРД43	МПС	1564750000	ОИ	1564750000	1	9,683	0,051	Да	-0,249		0,051	Да	-0,249
ПРМ39	ПРД44	МПС	1619750000	ОИ	1619750000	1	9,885	0,053	Да	-0,247		0,053	Да	-0,247
ПРМ39	ПРД39	МПС	1563750000	ОИ	1563750000	1	9,688	0,051	Да	-0,249		0,051	Да	-0,249
ПРМ43	ПРД44	МПС	1619750000	ОИ	1619750000	1	1,935	0,009	Да	-0,291		0,009	Да	-0,291
ПРМ44	ПРД39	МПС	1563750000	ОИ	1563750000	1	13,201	0,114	Да	-0,186		0,114	Да	-0,186
ПРМ44	ПРД43	МПС	1564750000	ОИ	1564750000	1	5,245	0,018	Да	-0,282		0,018	Да	-0,282
ПРМ51	ПРД50	PPC	754000000...	ОИ	754000000...	1	-121,964	0	Да	-0,3		0	Да	-0,3
ПРМ51	ПРД53	PPC	751200000...	ОИ	751200000...	1	-79,825	0	Да	-0,3		0	Да	-0,3
ПРМ51	ПРД50	PPC	754000000...	ОИ	754000000...	1	-129,926	0	Да	-0,3		0	Да	-0,3
ПРМ53												0	Да	-0,3

*b*

Рисунок 4.12 – Результаты оценки ЭМС группировки РЭС на объекте АРТП1:

*a* – результаты оценки воздействия радиоизлучений по основному и побочным канала приёма; *b* – результаты оценки эффекта блокирования

Таблица 4.21 – Обозначения результатов расчёта в программном комплексе

Вид помех	Обозначение параметра	Значение параметра
<b>Дуэльная оценка помех</b>		
Помехи по ОКП и ПКП	№ ПРМ	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	№ ПРД	Номер ПРД – источника помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС	Тип РЭС – источника помех
	$f_{\text{прд}}$	Частота настройки ПРД, который оказывает помеховое воздействие
	Тип излучения	Тип излучения на частоте ПРД, которое является помеховым (ОИ, ПИ Г – побочное излучение на гармонике, ПИ СГ – на субгармонике)
	Частота излучения	Частота ПРД, на которой возникает помеховое воздействие (основное излучение, побочное излучение на гармонике или субгармонике)
	Тип канала приёма	Тип поражённого канала приёма ПРМ – рецептора помехи (ОКП, ЗКП, ПКП – побочный канал приёма на ПЧ и другие)
	Частота канала приёма	Частота поражённого канала приёма ПРМ – рецептора помех
	$q, t, n$	Параметры, при которых образуются поражённые каналы приёма в ПРМ
	$P_{\text{пк}}$	Мощность помехи по $k$ – му КПП
	$\text{ЭК}/(P_{\text{пк}}-P_{\text{пдоп}})$	Результат проверки энергетического критерия по $k$ – му КПП
	$P_{\text{пj}}$	Мощность помехи от совокупности КПП $j$ – го ПРД – источника помех
$\text{ЭК}/(P_{\text{пj}}-P_{\text{пдоп}})$	Результат проверки энергетического критерия для совокупности КПП от $j$ – го ПРД – источника помех	
Блокирование	№ ПРМ	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	№ ПРД	Номер ПРД – источника помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС	Тип РЭС – источника помех
	$f_{\text{прд}}$	Частота настройки ПРД, который оказывает помеховое воздействие
	$P_{\text{пБНУ}}$	Мощность помехи на входе БНУ с учётом избирательности входных цепей ПРМ – рецептора помех
	$k_{\text{блб}}$	Коэффициент блокирования по $b$ – му КППНЭ
	$\text{КБЛб}$	Результат проверки критерия блокирования по $b$ – му КППНЭ
	$k_{\text{блj}}$	Коэффициент блокирования по совокупности КППНЭ от $j$ – го ПРД
$\text{КБЛj}$	Результат проверки критерия блокирования совокупности КППНЭ от $j$ – го ПРД	
<b>Комплексная оценка помех (КОП)</b>		
Помехи по ОКП и ПКП	№	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС	Тип РЭС – рецептора помех
	$f_{\text{rx}}$	Частота настройки ПРМ – рецептора помех
	КПП	Количество каналов проникновения помех от совокупности ПРД
	$P_{\text{псумм}}$	Совокупная мощность помех по всем каналам проникновения помех
	$P_{\text{пдоп}}$	Допустимое значение мощности помех
	$\text{ЭК}$	Результат проверки энергетического критерия для совокупной мощности помех
Блокирование	№	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС	Тип РЭС – рецептора помех
	$f_{\text{rx}}$	Частота настройки ПРМ – рецептора помех
	КППНЭ	Количество каналов проникновения помех по нелинейным эффектам
	$\text{Кблсумм}$	Значение коэффициента блокирования от совокупности КППНЭ
	$\text{Кблдоп}$	Допустимое значение коэффициента блокирования
	$\text{КБЛ}$	Результат проверки критерия блокирования совокупности КППНЭ от всех ПРД

Продолжение таблицы 4.21

Интермодуляция (детальная оценка помех)	№ ПРМ	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	№ ПРД1	Номер ПРД1 – источника помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС1	Тип РЭС1 – источника помех
	$P_{пБНУ1}$	Мощность помехи от ПРД1 на входе БНУ с учётом избирательности входных цепей ПРМ – рецептора помех
	№ ПРД2	Номер ПРД2 – источника помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС2	Тип РЭС2 – источника помех
	$P_{пБНУ2}$	Мощность помехи от ПРД2 на входе БНУ с учётом избирательности входных цепей ПРМ – рецептора помех
	$f_{им}$	Частота продукта интермодуляции
	$S(f_{им})$	Избирательность ПРМ (по ОКП) на частоте продукта интермодуляции
	Вид интермод.	Способ образования продукта интермодуляции, т.е. $2f_1 - f_2$ или $2f_2 - f_1$
	$P_{им}$	Мощность рассматриваемого продукта интермодуляции
ЭК	Результат проверки энергетического критерия для рассматриваемого продукта интермодуляции	
Интермодуляция	№	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	Тип РЭС	Тип РЭС – рецептора помех
	$f_{rx}$	Частота настройки ПРМ – рецептора помех
	Кимсумм	Количество продуктов интермодуляции, которые образуются в ПРМ
	$P_{имсумм}$	Суммарная мощность продуктов интермодуляции на выходе ПРМ
	$P_{пдоп}$	Допустимое значение мощности помех
ЭК	Результат проверки энергетического критерия для суммарной мощности продуктов интермодуляции	
<b>Помехи РЭС, вводимым в эксплуатацию (Помехи другим РЭС)</b>		
Интегральный критерий ЭМС	№ ПРМ	Номер ПРМ – рецептора помех в табл. «Группировка РЭС»
	$P_{псумм}$	Совокупная мощность помех по всем каналам проникновения помех
	$P_{имсумм}$	Суммарная мощность продуктов интермодуляции на выходе ПРМ
	$P_{пtotal}$	Совокупная мощность помех, обусловленная приращением мощности помех от ОКП, ПКП, продуктов интермодуляции, а также мощности промышленных радиопомех и внешних естественных шумов
	ЭК	Результат проверки энергетического критерия для мощности $P_{пtotal}$
	$K_{блсумм}$	Значение коэффициента блокирования от совокупности КППНЭ
	КБЛ	Результат проверки критерия блокирования от всех ПРД
ИК ЭМС	Результаты проверки интегрального критерия ЭМС	

В результате частотной оценки помех видно, что в заданных условиях для РЭС МПС отсутствуют частотные соотношения, при которых возможно образование каналов проникновения помех через основной и побочные каналы приёма (рис.4.11 слева). В группировке РЭС отсутствуют условия, при которых в радиоприемных устройствах РЭС МПС ОВЧ диапазона (30...300 МГц) могут образоваться двухсигнальные продукты интермодуляции третьего порядка, которые являются наиболее опасными. В результате оценки эффекта блокирования видно, что на входе ПРМ присутствуют различные

радиоизлучения, частоты которых не попадают в полосу основного и побочных каналов приёма РЭС МПС. Блокирования ПРМ данные радиоизлучения не вызывают, т.к. их уровни с учётом избирательности входных цепей ПРМ, а также пространственного расположения антенн ПРД и ПРМ сравнительно малы.

Комплексная оценка помех

№	Тип РЭС	fх, МГц	КПП	Рсум, дБм	Рзащ, дБм	ЭК	Рсум
ПР...	БС БШПД	6415000000	11	-93.43614	-92	ДА	-1.436

Блокирование

№	Тип РЭС	fх, МГц	КППНЭ	Кблсум	Кблдоп	КБП	Кблс
ПР...	МПС	156525000	5	0,017	0,3	ДА	-0,28

Интермодуляция

№	Тип РЭС	fх, МГц	Кимсум	Римсум, дБм	Рзащ, дБм	ЭК

Дуальная оценка помех

№ ПРМ	№ ПРД	Тип РЭС	fпрд, МГц	Тип излучения	Частота излучения, Гц	Тип канала приема	Частота канала приема, Гц	q	t	n	Рпк, дБм	ЭК/(Рпк-Рзащ), дБ	Рпд, дБм	ЭК/(Рпд-Рзащ), дБ
ПРМ27	ПРД30	БС WCDMA	213740...	ОИ	213740...	ПКП	213833...	3	1	1	-97.465...	Да/-5.47	-97.465...	Да/-5.47

*а*

Дуальная оценка помех

№ ПРМ	№ ПРД	Тип РЭС	fпрд, МГц	Тип излучения	Частота излучения, МГц	РпкНУ, дБм	кбл	КБП	кблб-кблдоп	кблж	КБП	кблж-кблдоп
ПРМ16	ПРД18	МПС	161975000	ОИ	161975000	-5.499	0,002	Да	-0,298	0,002	Да	-0,298

*б*

Рисунок 4.13 – Результаты оценки ЭМС группировки РЭС на объекте АРТП4:

*а* – результаты оценки воздействия радиоизлучений по основному и побочным каналам приёма; *б* – результаты оценки эффекта блокирования

Для радиорелейных станций имеются частотные соотношения, при которых возможно образование каналов проникновения помех с участием, как видно из рисунка 4.12,*a* и рисунка 4.13,*a*, зеркального канала приёма (ЗКП) и побочных каналов приёма (ПКП), которые образуются при взаимодействии гармоник гетеродина ( $t \geq 2$ ) с гармониками входного сигнала ( $q \geq 2$ ). Восприимчивость ПРМ с увеличением номера гармоники гетеродина и номера гармоники входного сигнала существенно снижается. Таким образом, с учётом вышеизложенного, а также с учётом пространственного расположения антенн РРС и их ориентации обеспечивается полное отсутствие взаимного помехового воздействия на качество функционирования РРС, расположенных на объектах АРТП1 и АРТП4. Таким образом, на выходе тракта первой промежуточной частоты РРС наблюдается лишь уровень собственных шумов ПРМ в полосе частот основного канала приёма. Также видно, что на входе различных ПРМ РРС (см. рис.4.12,*б*, рис.4.13,*б* результаты оценки эффекта блокирования) присутствуют радиоизлучения соседних РРС на различных частотах, значения которых находятся за пределами основного и побочных каналов приёма. Уровни данных излучений малы, поэтому их присутствие на входе ПРМ РРС не приводят к снижению отношения сигнал/шум на выходе ПРМ, т.е. опасность блокирования ПРМ отсутствует. Помехи интермодуляции также отсутствуют.

### **Выводы**

Проведен вычислительный эксперимент и компьютерное моделирование характеристик РЭС, а также моделирование различных сценариев воздействия излучений на ПРМ. Представлены результаты применения ПК для оценки условий ЭМС группировки РЭС на объектах системы управления движением судов.

Цель вычислительного эксперимента заключалась в проверке адекватности предлагаемых частотно – ограниченных моделей характеристик РЭС, методики оценки ЭМС, а также тестировании алгоритмов оценки ЭМС по отдельности и в составе программного комплекса.

Основные результаты вычислительного эксперимента и компьютерного моделирования состоят в следующем.

1. Получена частотно-ограниченная модель характеристики основного излучения с учётом внеполосных и побочных излучений на гармониках и субгармониках. При этом количество излучений определяется строго в соответствии с заданным уровнем ограничительной линии  $X_3$ , а граничные частоты излучений определяются в точках пересечения огибающей характеристики спектральной плотности мощности излучений с ограничительной линией.

2. Получена частотно-ограниченная модель основного канала приёма с учётом соседних и побочных каналов приёма, которые образуются при взаимодействии гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина в смесителе. Количество каналов приёма также определяется в соответствии с заданным уровнем ограничительной линии  $S_3$ . Граничные частоты каналов приёма также определяются в точках пересечения огибающей характеристики избирательности с ограничительной линией.

3. При моделировании сценариев воздействия излучений на ПРМ видно, что форма спектральной плотности мощности излучения на выходе ПРМ изменяется в зависимости от сдвига средней частоты излучения относительно средней частоты канала приёма, а также в зависимости от разницы ширины полосы излучения и ширины полосы канала приёма. При этом ширина полосы КПП и его граничные частоты определяются корректно в зависимости от взаимного расположения частотной модели излучения относительно частотной модели канала приёма для различных сценариев образования КПП, рисунок 2.9.

Полученные результаты моделирования свидетельствуют об адекватности предлагаемых моделей характеристик РЭС, математического аппарата, методики оценки ЭМС и корректной работе алгоритмов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получены результаты исследований, целью которых являлась разработка методов и алгоритмов оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях и их реализация в составе программного комплекса. В результате предложен подход к оценке ЭМС, основанный на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС. Предложены модифицированные математические модели характеристики радиоизлучений ПРД и характеристики избирательности ПРМ. Разработаны алгоритмы оценки ЭМС. Создан программный комплекс, который позволяет проводить автоматизированные расчёты ЭМС реальной группировки РЭС и представлять детализированные результаты оценки ЭМС. Разработанные методы и алгоритмы применялись для оценки условий ЭМС группировки РЭС на объектах СУДС Калининградского управления Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт». Также программный комплекс используется для определения источников недопустимого воздействия на функционирование РЭС в диапазоне частот 30 – 3000 МГц, действующих на объектах связи, в рамках технологического процесса поиска и определения источников помех в ответ на заявки пользователей РЭС в Калининградском управлении ФГУП «Радиочастотный центр центрального федерального округа» Северо-Западного федерального округа.

Основные результаты работы состоят в следующем.

1. Предложена частотно-ограниченная модель характеристики радиоизлучений. Модель радиоизлучений позволяет представлять основное, внеполосные и побочные излучения на гармониках и субгармониках.

2. Предложена модель характеристики избирательности ПРМ, которая позволяет представлять основной и побочные каналы приёма, которые образуются при взаимодействии гармоник входного сигнала с гармониками гетеродина.

3. На основе предложенных моделей характеристик РЭС разработаны методы определения необходимого количества излучений и каналов приёма, которые участвуют в расчётах ЭМС.

4. Предложен метод определения граничных частот излучений и каналов приёма, основанный на поиске участка аппроксимации.

5. Разработана методика оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС в чрезвычайных ситуациях основанная на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС и математический аппарат для реализации алгоритмов.

6. Разработан основной алгоритм оценки ЭМС систем связи и оповещения МПС, на основе которого обоснованы задачи, решаемые на этапах частотной оценки помех, пространственной и энергетической оценки помех, а также комплексной оценки помех.

7. Разработаны алгоритмы частотной оценки помех, которые позволяют определить наличие КПП и КППНЭ и идентифицировать излучения и каналы приёма, которые их образуют.

8. Разработаны алгоритмы пространственной и энергетической оценки помех. Предложенные алгоритмы энергетической оценки помех позволяют выявить наиболее опасные излучения и ПРД, а также наиболее уязвимые каналы приёма и ПРМ в фактической ЭМО.

9. Создан программный комплекс «Анализ ЭМС РЭС МПС», который позволяет производить автоматизированный расчёт ЭМС для реальной группировки РЭС, сосредоточенной на объектах систем связи, адаптированный для получения детальных результатов оценки ЭМС.

10. Результаты работы апробированы и внедрены Калининградским управлением Северо-Западного бассейнового филиала ФГУП «Росморпорт» для оценки условий электромагнитной совместимости группировки РЭС на объектах системы управления движением судов, управлением по Калининградской области филиала ФГУП «Радиочастотный центр центрального федерального округа» в Северо-Западном федеральном округе для осуществления поиска и определения источников недопустимого воздействия помех в группировке РЭС на объектах систем связи.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АОП – амплитудная оценка помех	ПОП – пространственная оценка помех
АФУ – антенно-фидерное устройство	ПИ – побочное излучение
БД – база данных	ПКП – побочный канал приёма
БНУ – безынерционное нелинейное устройство	ПЧ – промежуточная частота
ВИ – внеполосные излучения	РЭС – радиоэлектронное средство
ВЦ – входная цепь	СКП – соседний канал приёма
ДНА – диаграмма направленности антенны	СПМ – спектральная плотность мощности
ДОП – детальная оценка помех	ТТХ – тактико-технические характеристики
ИРП – промышленные радиопомехи	ХЧИ – характеристика частотной избирательности
КПП – канал проникновения помехи	ЧОП – частотная оценка помех
КППНЭ – канал проникновения помехи по нелинейным эффектам	ЧМВЦ – частотная модель входной цепи
КБ – критерий блокирования	ЧМИ – частотная модель излучений
МВЦ – модель входной цепи	ЧМКП – частотная модель каналов приёма
МДВ – модель дифференциального вклада	ЧК – частотный критерий
МПС – морская подвижная служба	ЧКБ – частотный критерий блокирования
МСЭ – международный союз электросвязи	ЧКИМ – частотный критерий интермодуляции
НЭМП – непреднамеренные электромагнитные помехи	ЭК – энергетический критерий
ОИ – основное излучение	ЭМО – электромагнитная обстановка
ОКП – основной канал приёма	ЭМС – электромагнитная совместимость
ПРД – передатчик	ЭОП – энергетическая оценка помех
ПРМ – приёмник	
ПОП – пространственная оценка помех	

## СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Об утверждении правил радиосвязи морской подвижной службы и морской подвижной спутниковой службы Российской Федерации [Электронный ресурс]: приказ М-ва транспорта Рос. Федерации №137, М-ва Рос. Федерации по связи и информатизации №190, Государственного комитета Рос. Федерации по рыболовству №291 от 04.11.2000. – Режим доступа: КонсультантПлюс.
2. Альтер, Л.Ш. Зоны помех интермодуляции в сотовых системах радиосвязи / Л.Ш. Альтер // Радиотехника. – 2001. – №4. – С. 37-39.
3. Апорович, А.Ф. Статистическая теория электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / А.Ф. Апорович; под ред. В.Я. Аверьянова. – Мн.: Наука и техника, 1984. – 215 с.
4. Апорович, А.Ф. Мощность непреднамеренных радиопомех и параметры структуры сотовых сетей связи / А.Ф. Апорович, М.В. Берёзка // Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – №1. – С. 44-48.
5. Бадалов А.Л. Нормы и параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справочник / А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.
6. Береговые системы управления движением судов: монография / А.Н. Маринич, В.И. Санников, Ю.М. Устинов и др.; под ред. Ю.М. Устинова. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 200 с.
7. Библиотека MSDN [Электронный ресурс]: библиотека MSDN содержит практические советы, справочную информацию, примеры кодов. – Режим доступа: <http://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/ms123401.aspx>.
8. Буга, Н.Н. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Н.Н. Буга, В.Я. Кантарович, В.И. Носов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
9. Виноградов, Е.М. Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Е.М. Виноградов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. – 300 с.

10. Виноградов, Е.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Е.М. Виноградов, В.И. Винокуров, И.П. Харченко. – Л.: Судостроение, 1986. – 263с.

11. Виноградов, К.Е. Статистико-детерминированная оценка электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств : автореф. дис. канд. техн. наук / К.Е Виноградов. Владимир: ВГУ, 2007.

12. Виноградов, К.Е. Основные принципы анализа электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств используемые в автоматизированной системе проектирования сетей радиосвязи / К.Е. Виноградов, Н.И. Лашков // Проблемы повышения эффективности регулирования использования радиочастот и радиоэлектронных средств гражданского применения: тезисы докладов научно-технической конференции, 27 – 30 марта 2002 г. – Ярославль, 2002. – С. 44 – 54.

13. Винокуров, В.И. Электромагнитная совместимость судового радиооборудования / В.И. Винокуров, В.Г. Пащенко, И.П. Харченко. – Л.: Судостроение, 1977. – 232 с.

14. Владимиров, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В.И. Владимиров, А.Л. Докторов, Ф.В. Елизаров и др.; под ред. Н.М. Царькова. – М.: Радио и связь, 1985. – 400 с.

15. Глобальная система морской радиосвязи при бедствии и для обеспечения безопасности: пер. с англ. / Под общ. ред. Ю.С. Ацерова. – М.: Транспорт, 1989. – 63 с.

16. ГОСТ Р 51317.1.1-2007 (МЭК 61000-1-2:2001). Совместимость технических средств электромагнитная. Методология обеспечения функциональной безопасности технических средств в отношении электромагнитных помех. – Введ. 2007.12.27. – М.: Стандартинформ, 2008. – 54 с.

17. ГОСТ Р 51901.13-2005 (МЭК 61025:1990) Менеджмент риска. Анализ дерева неисправностей. – Введ. 2005-09-01. – М.: Госстандарт России, 2005.– 26 с.

18. ГОСТ Р 50016-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным

излучениям радиопередатчиков. – Введ. 1993-07-01. – М.: Госстандарт России, 1996. – 59 с.

19. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения. – Введ. 1980-07-01. – М.: Издательство стандартов, 2005. – 18 с.

20. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения. – Введ. 1982-01-01. – Госстандарт, 2005. – 37 с.

21. ГОСТ Р 51318.11-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Промышленные, научные, медицинские и бытовые (ПНМБ) высокочастотные устройства. Радиопомехи индустриальные. Нормы и методы измерений. – Введ. 2007-07-01. М.: Стандартиформ, 2007. – 32 с.

22. ГОСТ 8.207-76 ГСИ. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения. – Введ. 1977-01-01. М.: Стандартиформ, 2008. – 7 с.

23. ГОСТ 22580-84. Радиостанции с угловой модуляцией морской подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – Введ. 1986-01-01. – М.: Госстандарт, 1985. – 48 с.

24. Грошев, Г.А. Программа «Комплекс» для анализа электромагнитной совместимости в группировке радиоэлектронных средств / Г.А. Грошев, Н.М. Дурандин, Ф.В. Щепёткин // Всесоюзн. научно-техн. совещание «Проблемы ЭМС РЭС»: сб. тезисов. – М.: Радио и связь, 1982. – С. 94–95.

25. Грошев, Г.А. Электромагнитная совместимость в группировке радиоэлектронных средств: учебное пособие / Г.А. Грошев. – Калининград: изд-во БГА РФ, 2001. – 80 с.

26. Грошев, Г.А. Метод и алгоритм анализа ЭМС в группировке РЭС / Г.А. Грошев // V Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии ЭМС-2003: сб. трудов. – СПб.: изд-во СПб ГЭТУ ЛЭТИ, 2003. – С. 125–127.

27. Грошев, Г.А. Модели радиоприёмных устройств для анализа ЭМС РЭС. / Г.А. Грошев // VI международный симпозиум по ЭМС и ЭМЭ – 2005: сб. трудов.

– СПб.: изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2005. – С. 214-217.

28. Грошев, Г.А. Методика анализа электромагнитной безопасности радиоэлектронных средств при воздействии непреднамеренных радиопомех / Г.А. Грошев, А.В. Масаль // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта: изд-во БФУ им И. Канта, 2013. – Вып. 10: Физико-математические науки. – С. 105 – 113.

29. Грошев, Г.А. Программный комплекс оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Г.А. Грошев, А.В. Масаль // Известия КГТУ: научный журнал. – Калининград: изд-во ФГБОУ ВПО «КГТУ», 2015. – № 38. – С. 170 – 180.

30. Грошев, Г.А. Имитационное моделирование характеристик радиоэлектронных средств для оценки электромагнитной совместимости/ Г.А. Грошев, А.В. Масаль // Электромагнитные волны и электронные системы. – М.: изд-во Радиотехника, 2013. – Т. 18. – № 6. – С. 15 – 26.

31. Грошев, Г.А. Программный комплекс оценки ЭМС для обеспечения электромагнитной безопасности РЭС морской подвижной службы / Г.А. Грошев, А.В. Масаль // III Балтийский морской форум: материалы международного форума, 24-30 мая 2015 г. – Калининград: изд-во БГА РФ, 2015. – С. 366–378.

32. Дональд Р.Ж. Уайт. Электромагнитная совместимость и непреднамеренные помехи: пер. с англ. – Вып.1 / Под ред. А.И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.

33. Единая государственная система информации об обстановке в Мировом океане [Электронный ресурс]: содержит описание систем обеспечения безопасности мореплавания для различных регионов Российской Федерации. – Режим доступа: [http://www.morinfocenter.ru/marine\\_safety\\_systems.asp#RSBM-kalin](http://www.morinfocenter.ru/marine_safety_systems.asp#RSBM-kalin).

34. Ефанов, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем: учеб. пособие / В.И. Ефанов, А.А. Тихомиров. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с.

35. Журавлёва, В.А. Методика расчёта вероятностных показателей электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в условиях неопределённости их взаимного положения / В.А. Журавлёва, А.В. Занозин, Т.А. Михайлова, П.А. Сай // Радиотехника. – 2008. – №7. – С. 90–93.

36. Занозин, А.В. Методика расчёта вероятности электромагнитной совместимости мобильных и стационарных радиоэлектронных средств в условиях неопределённости их взаимного положения / А.В. Занозин, Т.А. Михайлова // Радиосистемы. – 2001. – Вып. 51. – С. 71–75.

37. Каталог наименований РЭС и ВЧУ группы компаний «ТелекомКонсалтинг» [Электронный ресурс]: в каталоге представлены основные характеристики устройств наземной и космической радиосвязи: ТТХ РЭС, характеристики радиопередатчика и радиоприёмника, характеристики антенны и антенно-фидерного тракта. – Режим доступа: <http://telekom.org.ru/katalog-naimenovanii-res>.

38. Князев, А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / А.Д. Князев. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.

39. Лентарёв, А.А. Морские районы систем обеспечения безопасности мореплавания: учеб. пособие / А.А. Лентарёв. – Владивосток: Мор. гос. ун-т, 2004. – 114 с.

40. Масаль, А.В. Алгоритм спектрального метода анализа электромагнитной совместимости, основанный на частотно-ограниченных моделях характеристик РЭС / А.В. Масаль // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – СПб.: изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2011. – №6. – С. 100-110.

41. Масаль, А.В. Вопросы создания вычислительных алгоритмов анализа электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / А.В. Масаль // IX Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: труды симпозиума, 13-16 сентября 2011 г. – СПб.: изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2011. – С.251–255.

42. Масаль, А.В. Моделирование радиоэлектронных средств для целей создания программного комплекса анализа электромагнитной совместимости / А.В. Масаль // X межвузовская научно-техническая конференция аспирантов, соискателей и докторантов «Научно-технические разработки в решении проблем рыбопромыслового флота и подготовки кадров»: сб. трудов. – Калининград: изд-во БГАРФ, 2011. – С. 174 – 179.

43. Масаль, А.В. Компьютерное моделирование характеристик РЭС для анализа ЭМС / А.В. Масаль // Инновационное развитие образования, науки и технологий: сб. докладов Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов, молодых учёных, 14-15 ноября 2012 г. – Тула: изд-во «ТулГУ», 2012. – С. 13–15.

44. Масаль, А.В. Вопросы реализации программного комплекса анализа электромагнитной безопасности радиоэлектронных средств / А.В. Масаль // Морская индустрия, транспорт и логистика в странах региона Балтийского моря: новые вызовы и ответы: материалы X Юбилейной международной конференции, 29-31 мая 2012 г. – Калининград: изд-во «БГАРФ», 2012. – С. 210–217.

45. Масаль, А.В. Оценка электромагнитной безопасности в группировке радиоэлектронных средств / А.В. Масаль // I Балтийский морской форум: сб. трудов. – Калининград: изд-во «БГА РФ», 2013. – С. 136–143.

46. Масаль, А.В. Алгоритмы энергетической оценки помех для анализа ЭМС / А.В. Масаль // Радиочастотный спектр. – 2014. – №7. – С.32 – 37.

47. Масаль, А.В. Проблема электромагнитной совместимости береговых станций систем радиосвязи в обеспечении безопасности мореплавания в чрезвычайных ситуациях/ А.В. Масаль // II Балтийский морской форум: тезисы докладов, 26-30 мая 2014 г. – I том. – Калининград: Изд-во «БГАРФ», 2014. – С. 191–195.

48. Масаль, А.В. Создание современного программного обеспечения для расчётов электромагнитной совместимости / А.В. Масаль // Радиочастотный спектр. – 2015. – №9. – С.40–44.

49. Методика расчета ЭМС основных типов (групп) РЭС систем СПС с другими типами (группами) РЭС гражданского применения, работающих в общих полосах частот в диапазонах 160 МГц, 450 МГц, 900 МГц и 2 ГГц (Решение ГКРЧ 05-05-03-001). НИИР. – М.: 2005. – 160 с.

50. Методика расчета ЭМС систем абонентского радиодоступа и беспроводной передачи данных с другими РЭС гражданского применения на территории Российской Федерации, работающих в общих полосах частот в диапазоне от 1 ГГц до 30 ГГц (Решение ГКРЧ 05-05-03-001). НИИР. – М.: 2005. – 206 с.

51. Методика расчета ЭМС РРЛ прямой видимости с наземными РЭС гражданского назначения в полосах частот выше 1 ГГц (Решение ГКРЧ 05-05-03-001). НИИР. – М.: 2005. – 191 с.

52. Методика расчёта электромагнитной совместимости земных станций фиксированной спутниковой службы и радиорелейных станций фиксированной службы гражданского назначения в полосах частот совместного использования от 1 ГГц до 40 ГГц (Решение ГКРЧ № 05-08-02-001). ЛОНИИР. – СПб.: 2005. – 142 с.

53. Методика расчёта электромагнитной совместимости между радиоэлектронными средствами сетей беспроводного доступа и земными станциями фиксированной спутниковой службы гражданского применения в полосе частот 3400-4200 МГц (Решение ГКРЧ 05-05-03-001). НИИР. – М.: 2005. – 27 с.

54. Методика выполнения измерений уровня напряжённости электромагнитного поля промышленных радиопомех при проведении радиоконтроля на месте эксплуатации технических средств. Свидетельство № 001-162-2009 об аттестации МВИ. ФГУП РЧЦ ДФО. – Хабаровск.: 2009. – 15 с.

55. Нормы 19-13. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения (Решение ГКРЧ № 13-17-03). – М.: ГКРЧ, 2013. – 78 с.

56. Нормы 18-13. Радиопередающие устройства гражданского назначения. Требования на допустимые уровни побочных излучений (Решение ГКРЧ № 13-17-03). – М.: ГКРЧ, 2013. – 16 с.

57. Перфилов, О.Ю. Модель оценки вероятностно-временных показателей ЭМС систем подвижной радиосвязи / О.Ю. Перфилов, Б.Г. Тележный // Электросвязь. – 2001. – №9. – С. 9–10.

58. Петровский, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие для радиотех. спец. вузов / В.И. Петровский, Ю.Е. Седелников. – М.: Радио и связь, 1986. – 216 с.

59. Привязка данных в Windows Forms. Пер. с англ. / Брайан Нойес. – М.: ООО «Бином - Пресс», 2009 г. – 632 с.

60. Проблемы и перспективы создания современных программных комплексов анализа электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Д.В. Филиппов // Вестник СОНИИР. – 2007. – №4(18). – С. 4–8.

61. Проблемы и перспективы разработки программных комплексов анализа электромагнитной обстановки / М.Ю. Сподобаев // Вестник СОНИИР. – 2006. – №1(11). – С. 4–8.

62. Ратц-мл., Джозеф С. LINQ: язык интегрированных запросов в C# 2008 для профессионалов.: Пер. с англ / Ратц-мл., Джозеф С. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2008. – 560 с.

63. Рекомендация МСЭ-R SM.1134-1. Расчёт интермодуляционных помех в сухопутной подвижной службе. МСЭ, 2007. – 9 с.

64. Рекомендация МСЭ – R P-372-10. Радишум. МСЭ, 2009. – 75 с.

65. Рекомендация МСЭ–R SM.328-11. Спектры и ширина полосы излучений. МСЭ, 2006. – 91 с.

66. Рекомендация МСЭ-R SM.1541-4. Нежелательные излучения в области внеполосных излучений. МСЭ, 2011. – 77 с.

67. Рекомендация МСЭ–R M.1371-5. Технические характеристики автоматической системы опознавания, использующей многостанционный доступ с временным разделением каналов. МСЭ, 2015. – 145 с.

68. Решение ГКРЧ № 13-20-07 от 3 сентября 2013. «О выделении полосы радиочастот 146-174 МГц для использования радиоэлектронными средствами подвижной и фиксированной служб гражданского назначения».

69. Решение ГКРЧ № 13-20-09 от 3 сентября 2013 г. «Об использовании на территории Российской Федерации автоматической идентификационной системы».

70. Решение ГКРЧ № 09-03-01-3 от 28 апреля 2008 г. «О выделении полос радиочастот 300-308 МГц и 336-344 МГц для использования радиоэлектронными средствами сухопутной подвижной и фиксированной служб гражданского назначения».

71. Сборник резолюций ИМО, касающихся Глобальной морской системы связи для обеспечения безопасности (ГМССБ). – СПб: ЦНИИМФ, 1993. – 250 с.

72. Седелников, Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учебное пособие / Ю.Е. Седелнтков. – Казань. ЗАО «Новое знание», 2006. – 304 с.

73. Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания. Справочник / Локшин М.Г., Шур А.А., Кокорев А.В., Краснощеков Р.А. – М.: Радио и связь, 1988. – 144 с.

74. Скрынников, В.Г. Оценка условий ЭМС при учёте особенностей радиоинтерфейса системы UMTS // Т-Comm. – 2008. – №2. – С. 42–45.

75. Сорокин, А.С. Расчёт характеристик ЭМС систем радиосвязи, работающих в общих полосах частот: учеб. пособие. / А.С. Сорокин, Г.И. Сорокин. – М.: Изд-во «МТУСИ», 2007. – 43 с.

76. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Ю.А. Феоктистов, В.В. Матасов, Л.И. Башурин, В.И. Селезнёв; Под ред. Ю.А. Феоктистова. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.

77. УКВ радиоустановка ГМССБ FM-8500 типа Furuno (Япония) / Грошев Г.А. – Калининград: БГАРФ, 2005. – 50 с.

78. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем: учебн. пособие / Под ред. д.т.н. проф. М.А. Быховского. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 376 с.

79. Фаронов, В.В. Создание приложений с помощью С#. Руководство программиста / В.В. Фаронов. – М.: Эксмо, 2008. – 576 с.

80. Шилдт, Герберт. С# 3.0: полное руководство.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2010. – 992 с.

81. Глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности мореплавания: Учеб. пособие / А.В. Шишкин, В.М. Кошевой, В.И. Купровский, С.Л. Ефимов. – М.: РосКонсульт, 2001. – 272 с.

82. Шумаков, П.В. ADO.NET и создание приложений баз данных в среде Microsoft Visual Studio.NET. Руководство разработчика с примерами на С# / П.В. Шумаков. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 528 с.

83. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 3. Измерение электромагнитных помех и измерительная аппаратура: сокр. пер. с англ. / Под ред. А.Д. Князева. – М.: Сов. Радио, 1979. – 464 с.

84. Agreement on the coordination of frequencies between 29.7 MHz and 39.5 GHz for the fixed service and the land mobile service.// HCM Agreement. Annex 6. ERO. Vilnius, 2013.

85. Duff W. G., Capraro G. Adjacent Signal Interference // IEEE EMC Symp. Record. – 1968. – P. 8-15.

86. ERC Report 68. Monte Carlo Simulation Methodology. – ERC Naples, February 2000 revised in Regensburg, May 2001 and Bade, June 2002.

87. ETSI EN 300 910 V 8.5.1 (2000-11) Digital Cellular Telecommunication System (Phase 2+); Radio Transmission and Reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999). ETSI, 2000.

88. ETSI TS 125 104 V 7.7.0 (2007-06) Universal Mobile Telecommunication System (UMTS); Base Station Radio Transmission and Reception (FDD) (3GPP TS 25.104 version 7.7.0 Release 7). ETSI, 2007.

89. Gahan J.J., Shulman M. B. Effects of Desensitization on Mobile Radio System Performance // IEEE Trans. Veh. Technol. – 1984. – vol. 33. - № 4. – P. 291-300.
90. Hata M. Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services.// IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, No 3, Aug. 1980.
91. Lustgarten M. N. Cosam (Co-Site Analysis Model) // IEEE EMC Symp. Record. – 1970. Anaheim, Calif., USA. – P 32- 37.
92. Recommendation ITU-R SM.852. Sensitivity of radio receivers for class of emissions F3E. ITU, 1992.
93. Recommendation ITU-R SM.1446. Definition and Measurement of Intermodulation Products in Transmitter Using Frequency, Phase, or Complex Modulation Techniques. ITU, 2000.
94. Recommendation ITU-R SM.329-10. Unwanted emissions in the spurious domain. ITU, 2003.
95. Recommendation ITU-R P.845-3. HF Field-Strength measurement. ITU, 1997.
96. Recommendation ITU-R SM.851-1. Sharing between the Broadcasting Service and the Fixed and/or Mobile Service in the VHF and UHF Bands. ITU, 1993.
97. Recommendation ITU-R P.525-2 Calculation of Free-Space Attenuation. ITU, 1994.
98. Recommendation ITU-R P.1144-5. Guide application of the propagation methods of Radio communications Study Group 3. ITU, 2009.
99. Robert E. Watson. Receiver Dynamic Range: Part 1. Tech-Note, Vol. 14 No. 1, January/February 1987.
100. Theodore G. Vasiliadis, Antonis G. Dimitriou, Geoge D. Sergiadis. A Novel Technique for the Approximation of 3-D Antenna Radiation Patterns. Antennas and Propagation. Vol. 53, No. 7, July 2005.

## Приложение А.

### Методика расчёта коэффициента связи между антеннами ПРД и ПРМ на средней частоте канала проникновения помех

Коэффициент связи между антеннами ПРД и ПРМ определяется в соответствии со следующим выражением:

$$L_{CB}(f) = G_T(\Delta A_{ZTR}, \Delta \beta_{TR}) + \Delta G_T(f_{KPP_k}) + G_R(\Delta A_{ZRT}, \Delta \beta_{RT}) + \Delta G_R(f_{KPP_k}) + \Delta G_{ПЛ} - k_{фТ}(f_{KPP_k}) - k_{фР}(f_{KPP_k}) - L_{тр}, \quad (ПА1)$$

где

$G_T(\Delta A_{ZTR}, \Delta \beta_{TR}), G_R(\Delta A_{ZRT}, \Delta \beta_{RT})$  – коэффициенты усиления диаграмм направленности антенн ПРД и ПРМ в направлении друг на друга в рабочем диапазоне частот ( $\Delta A_{ZTR}, \Delta A_{ZRT}, \Delta \beta_{TR}, \Delta \beta_{RT}$  – азимуты и углы места ДНА ПРД и ПРМ в направлении друг на друга, соответственно), дБ;

$\Delta G_T(f_{KPP_k}), \Delta G_R(f_{KPP_k})$  – частотные поправки коэффициентов усиления антенны ПРД и ПРМ на средней частоте канала проникновения помехи, дБ;

$\Delta G_{ПЛ}$  – поправочный коэффициент, учитывающий изменение коэффициента усиления из-за несовпадения поляризаций передающей и приёмной антенн на средней частоте  $k$ -го КПП, дБ;

$k_{фТ}(f_{KPP_k}), k_{фР}(f_{KPP_k})$  – коэффициенты потерь в фидерах ПРД и ПРМ на средней частоте  $k$ -го КПП, дБ;

$L_{тр}$  – потери на трассе распространения радиоволн между ПРД и ПРМ,

#### Расчёт взаимных углов ДНА ПРД и ПРМ в направлении друг на друга

Исходные данные, используемые для расчётов:

$Ш_R$  – широта места расположения ПРМ, рад.;

$Д_R$  – долгота места расположения ПРМ, рад.;

$Ш_T$  – широта места расположения ПРД, рад.;

$Д_T$  – долгота места расположения ПРД, рад.;

$h_T$  – высота установки антенны ПРД над уровнем моря, м;

$h_R$  – высота установки антенны ПРМ над уровнем моря, м;

$\varphi_T$  – азимут основного направления ДНА ПРД;

$\theta_T$  – угол места основного направления ДНА ПРД;

$\varphi_R$  – азимут основного направления ДНА ПРМ;

$\theta_R$  – угол места основного направления ДНА ПРМ;

Координаты РЭС, как правило, известны в формате  $xx^\circ yy'zz''$ . Переход к радианам для широты и долготы осуществляется следующим образом:

$$X_{R(T)} = \pi \left( xx^\circ + \frac{yy'}{60} + \frac{zz''}{3600} \right) / 180,$$

Расстояние между мешающим ПРД и подвергнутому воздействию ПРМ определяется [53], км:

$$R_{RT} = R_3 \arccos(\sin(III_R) \sin(III_T) + \cos(III_R) \cos(III_T) \cos(D_R - D_T)), \quad (\text{ПА2})$$

$R_3 = 6371$  - радиус Земли, км;

Азимут направления от ПРМ к ПРД [53], град.:

$$A_{Z_{RT}} = \begin{cases} 360 - \frac{180}{\pi} \arccos\left(\frac{\sin(III_T) - \sin(III_R) \cos(R_{RT} / R_3)}{\sin(R_{RT} / R_3) \cos(III_R)}\right), D_T > D_R \\ \frac{180}{\pi} \arccos\left(\frac{\sin(III_T) - \sin(III_R) \cos(R_{RT} / R_3)}{\sin(R_{RT} / R_3) \cos(III_R)}\right), D_T < D_R \end{cases} \quad (\text{ПА3})$$

Азимут направления от ПРД к ПРМ, град.:

$$A_{Z_{TR}} = \begin{cases} A_{Z_{RT}} + 180, A_{Z_{RT}} \leq 180, \\ A_{Z_{RT}} - 180, A_{Z_{RT}} > 180. \end{cases} \quad (\text{ПА4})$$

Угол места в направлении от ПРМ к ПРД при условии прямой видимости определяется, град.:

$$\beta_{RT} = \begin{cases} \arcsin\left(\frac{h_R - h_T}{1000d}\right), d_{\text{пр}} \geq d \\ 0, d_{\text{пр}} < d \end{cases} \quad (\text{ПА5})$$

где

$$d = \sqrt{(R_3 + h_R)^2 + (R_3 + h_T)^2 - 2(R_3 + h_R)(R_3 + h_T) \cos(R_{RT} / R_3)} \quad (\text{ПА6})$$

- длина трассы, которую проходит сигнал от ПРД к ПРМ, км;

$d_{\text{пр}}$  - расстояние прямой видимости.

Угол места в обратном направлении определяется, град.:

$$\beta_{TR} = -\beta_{RT}. \quad (\text{ПА7})$$

Углы между осью основного направления ДНА ПРМ и линией ПРМ – ПРД в азимутальной и вертикальной плоскостях определяются, град.:

$$\Delta A_{Z_{RT}} = |\varphi_R - A_{Z_{RT}}|, \quad \Delta \beta_{RT} = |\theta_R - \beta_{RT}| \quad (\text{ПА8})$$

Углы между осью основного направления ДНА ПРД и линией ПРД – ПРМ в азимутальной и вертикальной плоскостях определяются, град.:

$$\Delta A_{Z_{TR}} = |\varphi_T - A_{Z_{TR}}|, \quad \Delta \beta_{TR} = |\theta_T - \beta_{TR}| \quad (\text{ПА9})$$

Коэффициент усиления антенны в заданном направлении определяется в соответствии с выражением:

$$G_{R(T)}(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)}) = G_{\max R(T)} + G_{NR(T)}(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)}) \quad (\text{ПА10})$$

где

$G_{\max R(T)}$  - максимальный коэффициент усиления антенны ПРМ или ПРД, дБ;

$G_{NR(T)}(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)})$  - нормированный коэффициент усиления антенны ПРМ или ПРД в направлении, которое определяется углами  $\Delta A_{Z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)}$ , дБ.

Значение нормированного коэффициента усиления антенны определяется [100]:

$$G_{NR(T)}(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)}) = \frac{G_h(\Delta A_{Z_{RT(TR)}})\omega_1 + G_v(\Delta \beta_{RT(TR)})\omega_2}{\sqrt[k]{\omega_1^k + \omega_2^k}} \quad (\text{ПА11})$$

где

$$G_h(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}) = 20 \lg \tau_h(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}), \quad G_v(\Delta \beta_{RT(TR)}) = 20 \lg \tau_v(\Delta \beta_{RT(TR)}) \quad (\text{ПА12})$$

- нормированные коэффициенты усиления антенн относительно напряжённости поля в горизонтальной и вертикальной плоскостях, дБ;

$$\omega_1 = \tau_v(\Delta A_{Z_{RT(TR)}}) \cdot (1 - \tau_h(\Delta \beta_{RT(TR)})), \quad \omega_2 = \tau_h(\Delta \beta_{RT(TR)}) \cdot (1 - \tau_v(\Delta A_{Z_{RT(TR)}})), \quad (\text{ПА13})$$

$\tau_h, \tau_v$  - нормированные значения коэффициентов усиления антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях в направлениях, соответственно,  $\Delta A_{Z_{RT(TR)}}$  и  $\Delta \beta_{RT(TR)}$  определяются в соответствии с таблицей ПА2.

### Описание диаграмм направленности антенн

В соответствии с НСМ Agreement (соглашение между администрациями стран Европы о координации использования радиочастот в полосе 29,7 МГц – 43,5 ГГц для фиксированной и сухопутной подвижной служб) [84] для описания диаграмм направленности, применяемых на практике, антенн ОВЧ и УВЧ

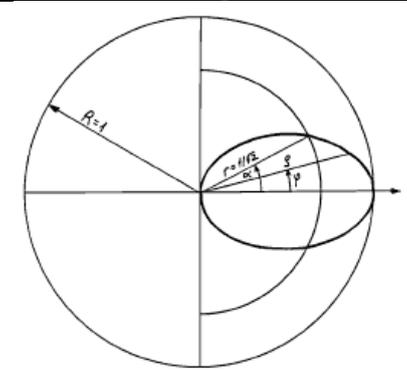
диапазонов используется девять групп кривых: эллипс (кривые типа EA, EB, EC, DE, LA), круг (KA), лемниската (LA), кассини (CA, CB, CC). Вид ДНА определяется строкой символов: YYY XX ZZ. Значения символов представлены в табл. ПА1.

Таблица ПА1 – Кодирование ДНА

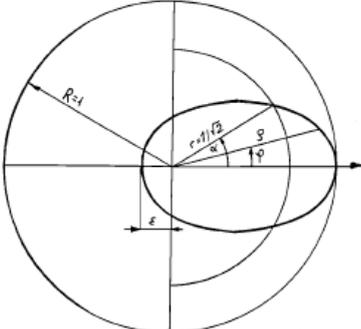
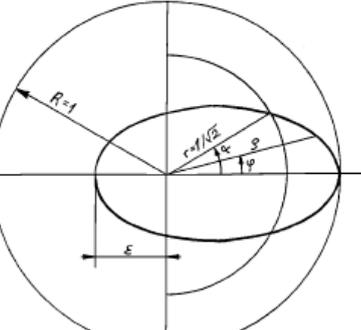
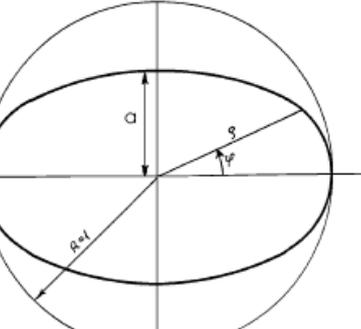
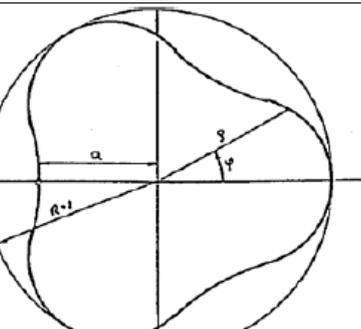
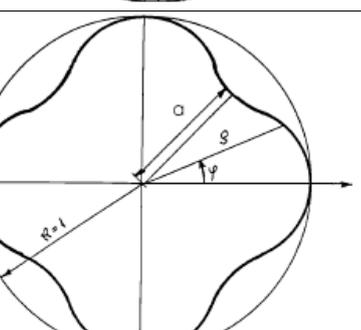
Группы кривых: EA, EB, EC, DE, LA		
Символы	Описание	Значения
YYY (1-3 символы)	Описывают половину ширины ДНА $\Delta\theta/2$ по уровню половинной мощности.	$\Delta\theta = 0^\circ \dots 240^\circ$
XX (4-5 символы)	Описывают тип кривой.	EA, EB, EC, DE, LA
ZZ (6-7 символы)	Описывают уровень боковых лепестков в виде окружности в десятых долях от уровня главного лепестка, умноженного на 100.	$(0.05, 0.1, 0.2 \dots 0.9) \cdot 100 = -26 \dots -1$ дБ
Группы кривых: CA, CB, CC, KA		
YYY (1-3 символы)	Описывают коэффициент провала – отношение минимального значения в провале к максимальному в вершине лепестка	Величина затухания ДНА, умноженная на 100
XX (4-5 символы)	Описывают тип кривой.	CA, CB, CC, KA
ZZ (6-7 символы)	Описывают уровень боковых лепестков в виде окружности в десятых долях от уровня главного лепестка, умноженного на 100.	$(0.05, 0.1, 0.2 \dots 0.9) \cdot 100 = -26 \dots -1$ дБ
Примечание: минимальная ширина ДНА для CA $\Delta\theta = 60^\circ$ ; минимальная ширина ДНА для CB $\Delta\theta = 80^\circ$ ; минимальная ширина ДНА для CC $\Delta\theta = 30^\circ$ ; минимальная ширина ДНА для KA $\Delta\theta = 90^\circ$ .		

Вид и формулы для различных типов кривых представлены в таблице ПА2 [84].

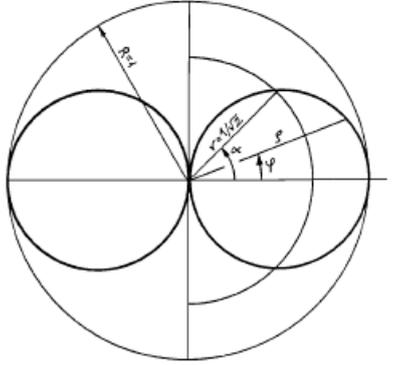
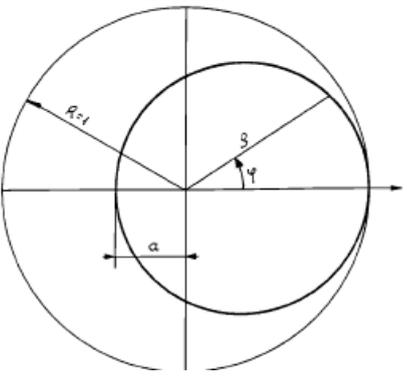
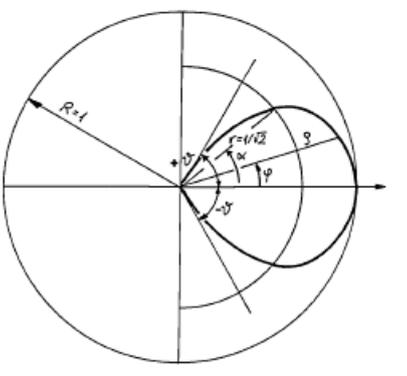
Таблица ПА2 – Математические модели различных типов кривых

Тип	Вид кривой	Формула кривой
EA		$\tau = \frac{4b^2 \cos \varphi}{(4b^2 - 1) \cos^2 \varphi + 1}, \quad b^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 1)^2},$ $0^\circ \leq \alpha \leq 65^\circ, \quad -90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ.$

Продолжение таблицы ПА2

Тип	Вид кривой	Формула кривой
ЕВ		$\tau = \frac{1.6b^2 \cos \varphi + 2.4\sqrt{b^2(b^2 - 0.2) \cos^2 \varphi + 0.2b^2}}{(4b^2 - 1.44) \cos^2 \varphi + 1.44},$ $b^2 = 0.72 \cdot \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1.44 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 0.8)^2},$ $0^\circ \leq \alpha \leq 79^\circ, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
ЕС		$\tau = \frac{1.2b^2 \cos \varphi + 2.8\sqrt{b^2(b^2 - 0.4) \cos^2 \varphi + 0.4b^2}}{(4b^2 - 1.96) \cos^2 \varphi + 1.96},$ $b^2 = 0.98 \cdot \frac{1 - \cos^2 \alpha}{1.96 - (\sqrt{2} \cos \alpha - 0.6)^2},$ $0^\circ \leq \alpha \leq 96^\circ, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
СА		$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2) \cos(2\varphi) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(2\varphi) + 4a^2}}{2}},$ $0 \leq a \leq 1, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
СВ		$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2) \cos(3\varphi) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(3\varphi) + 4a^2}}{2}},$ $0 \leq a \leq 1, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
СС		$\tau = \sqrt{\frac{(1-a^2) \cos(4\varphi) + \sqrt{(1-a^2)^2 \cos^2(4\varphi) + 4a^2}}{2}},$ $0 \leq a \leq 1, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$

Продолжение таблицы ПА2

Тип	Вид кривой	Формула кривой
DE		$\tau = \left  \frac{4b^2 \cos \varphi}{(4b^2 - 1) \cos^2 \varphi + 1} \right ,$ $b^2 = \frac{1 - \cos^2 \alpha}{2 - (2 \cos \alpha - \sqrt{2})^2},$ $0^\circ \leq \alpha \leq 65^\circ, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
КА		$\tau = \frac{(1-a) \cos \varphi + \sqrt{(1-a^2) \cos^2 \varphi + 4a}}{2},$ $0 \leq a \leq 1,$ $a = 0, \quad -90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ,$ $a > 0, \quad -180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ.$
LA		$\tau = \cos\left(\left(1 - \cos\left(\frac{60}{a}\right) \cdot \varphi\right) \cdot 90\right),$ $0 \leq a \leq 120^\circ, \quad -1.5a \leq \varphi \leq 1.5a.$

Частотная и поляризационная поправки коэффициентов усиления антенны

Для определения изменения коэффициента усиления ДНА по главному лепестку за пределами рабочего диапазона частот используется выражение:

$$\Delta G_{T(R)}(f_{кпп_k}) = C_{н(в)} \lg(f_{кпп_k} / f_{Ан(в)}) + D_{н(в)} \quad (\text{ПА14})$$

где  $f_{Ан(в)}$  - верхняя и нижняя граничная частота рабочего диапазона антенны,  $i = 1, 2$ ;  $C_{н(в)}$  - коэффициент, характеризующий скорость снижения коэффициента усиления антенны за пределами рабочего диапазона частот антенны;  $D_{н(в)}$  - постоянная, определяющая изменение коэффициента усиления антенны на границах ее рабочего диапазона частот.

Значения коэффициентов  $C_{H(B)}$  и  $D_{H(B)}$  определяются на нерабочих частотах для различных типов антенн экспериментально. При отсутствии экспериментальных данных полагают, что  $C_H = C_B = 0$ ,  $D_H = D_B = D$ . В таблице ПА3 [9] указаны значения  $D$  в зависимости от коэффициента усиления антенн в рабочем диапазоне частот.

Таблица ПА3 – Частотная поправка коэффициента усиления антенны

Коэффициент усиления антенны в диапазоне рабочих частот	$D$ , дБ
$G_{\max} > 25$ дБ	-13
$10 \text{ дБ} < G_{\max} \leq 25$ дБ	-10
$G_{\max} \leq 10$ дБ	$-G_{\max}$

Модель ДНА для антенн с высокой направленностью в области боковых лепестков на нерабочих частотах берётся такой же, как и в области рабочих частот.

Значение ослабления ортогональных поляризаций сигналов могут быть использованы в соответствии с рекомендациями МСЭ, например [96], либо на основании теоретических или практических исследований. В случае отсутствия данных поправка  $\Delta G_{пл}$ , связанная с ослаблением ортогональных поляризаций мешающего и полезного сигналов, определяется в соответствии с таблицей ПА4 [32].

Таблица ПА4 – Поляризационная поправка коэффициента усиления антенны

Поляризация	Коэффициент усиления приёмной антенны $G_{\max}$ , дБ	Коэффициент усиления передающей антенны, дБ, при поляризации					
		горизонтальной		вертикальной		круговой	
		$G_{\max} \leq 10$	$G_{\max} > 10$	$G_{\max} \leq 10$	$G_{\max} > 10$	левой	правой
Горизонтальная	$\leq 10$	0	0	-16	-16	-3	-3
	$> 10$	0	0	-16	-20	-3	-3
Вертикальная	$\leq 10$	-12	-16	0	0	-3	-3
	$> 10$	-16	-20	0	0	-3	-3

В области боковых лепестков в диапазоне рабочих частот и за его пределами потери из-за рассогласования поляризаций не рассматриваются.

В рекомендациях МСЭ [98] даётся обзор различных подходов к определению потерь на трассе распространения в зависимости от частотного диапазона, вида исходных данных, получаемого результата. При отсутствии данных о рельефе местности предлагается использовать модифицированную модель Хата, которая применима для более широкого диапазона частот, расстояний и высот антенн по сравнению с классической моделью Хата [90].

Оценка средних потерь на основе модифицированной модели Хата ERC REPORT68 [86].

Исходные данные:

$f = f_{кпп_k}, f_{нэ_b}$  – средняя частота  $k$  – го КПП или  $b$  – го КПП НЭ, МГц;

$h_1, h_2$  - высота установки антенны ПРМ и ПРД, м;

$d$  - длина трассы, которую проходит сигнал от ПРД к ПРМ, км;

Env – условия РРВ (город, пригород, открытая местность).

$H_m = \min\{h_1, h_2\}; H_b = \max\{h_1, h_2\}$

1. Если  $d \leq 0.04$  км:

$$L1 = 32.4 + 20\log(f) + 10\log(d^2 + (H_b - H_m)^2 / 10^6) \quad (\text{ПА15})$$

2. Если  $d \geq 0.1$  км:

$$a(H_m) = (1.1 \cdot \log(f) - 0.7) \min\{10, H_m\} - (1.56\log(f) - 0.8) + \max\{0, 20\log(H_m / 10)\}$$

(ПА16)

$$b(H_b) = \min\{0, 20\log(H_b / 30)\}$$

(ПА17)

$$\alpha = \begin{cases} 1 & d \leq 20\text{км} \\ 1 + (0.14 + 0.000187f + 0.00107H_b)(\log d / 20)^{0.8} & 20\text{км} < d \leq 100\text{км} \end{cases} \quad (\text{ПА18})$$

### 2.1. Для города:

$$L_{\text{город}} = \begin{cases} \begin{aligned} & \underline{30\text{МГц} < f \leq 150\text{МГц}} \\ & 69.6 + 26.2\log(150) - 20\log(150 / f) - 13.82\log(\max\{30, H_b\}) + \\ & + [44.9 - 6.55\log(\max\{30, H_b\})](\log(d))^\alpha - a(H_m) - b(H_b) \end{aligned} & \text{ПА(19)} \\ \begin{aligned} & \underline{150\text{МГц} < f \leq 1500\text{МГц}} \\ & 69.6 + 26.2\log(f) - 13.82\log(\max\{30, H_b\}) + \\ & + [44.9 - 6.55\log(\max\{30, H_b\})](\log(d))^\alpha - a(H_m) - b(H_b) \end{aligned} & \text{ПА(20)} \\ \begin{aligned} & \underline{1500\text{МГц} < f \leq 2000\text{МГц}} \\ & 46.3 + 33.9\log(f) - 13.82\log(\max\{30, H_b\}) + \\ & + [44.9 - 6.55\log(\max\{30, H_b\})](\log(d))^\alpha - a(H_m) - b(H_b) \end{aligned} & \text{ПА(21)} \\ \begin{aligned} & \underline{2000\text{МГц} < f \leq 3000\text{МГц}} \\ & 46.3 + 33.9\log(2000) + 10\log(f / 2000) - 13.82\log(\max\{30, H_b\}) + \\ & + [44.9 - 6.55\log(\max\{30, H_b\})](\log(d))^\alpha - a(H_m) - b(H_b) \end{aligned} & \text{ПА(22)} \end{cases}$$

### 2.2. Для пригорода:

$$L_{\text{пригород}} = L_{\text{город}} - 2\left(\log\left[\frac{\min\{\max\{150, f\}, 2000\}}{28}\right]\right)^2 - 5.4 \quad \text{(ПА23)}$$

### 2.3. Для открытой местности:

$$L_{\text{откр.мест.}} = L_{\text{город}} - 4.78\left(\log\left[\frac{\min\{\max\{150, f\}, 2000\}}{28}\right]\right)^2 + 18.33\log(\min\{\max\{150, f\}, 2000\}) - 40.94 \quad \text{(ПА24)}$$

### 3. Если $0.04\text{км} < d < 0.1\text{км}$ :

$$L = L1(0.04) + \frac{(\log(d) - \log(0.04))}{(\log(0.1) - \log(0.04))} [L1(0.1) - L1(0.04)] \quad \text{(ПА25)}$$

После вычисления потерь  $L_{\text{Хата}}$  в соответствии с модифицированной моделью Хата (ПА15)-(ПА25) определяются потери в свободном пространстве [97]:

$$L_{\text{свобод.}} = 32.4 + 20\log(d) + 20\log(f) \quad \text{(ПА26)}$$

Потери при распространении радиоволн окончательно определяются:

$$L_{\text{гр}} = \max\{L_{\text{Хата}}, L_{\text{свобод.}}\} \quad \text{(ПА27)}$$

Алгоритм расчёта параметра связи между ПРД и ПРМ на средней частоте канала проникновения помехи

Определение параметра связи основано на выражении (ПА1), где для КПП аргументом является средняя частота  $k$ -го КПП  $f_{кпп_k}$ , а для КПП НЭ – средняя частота  $b$ -го КПП НЭ  $f_{нэ_b}$ , рисунок ПА1.

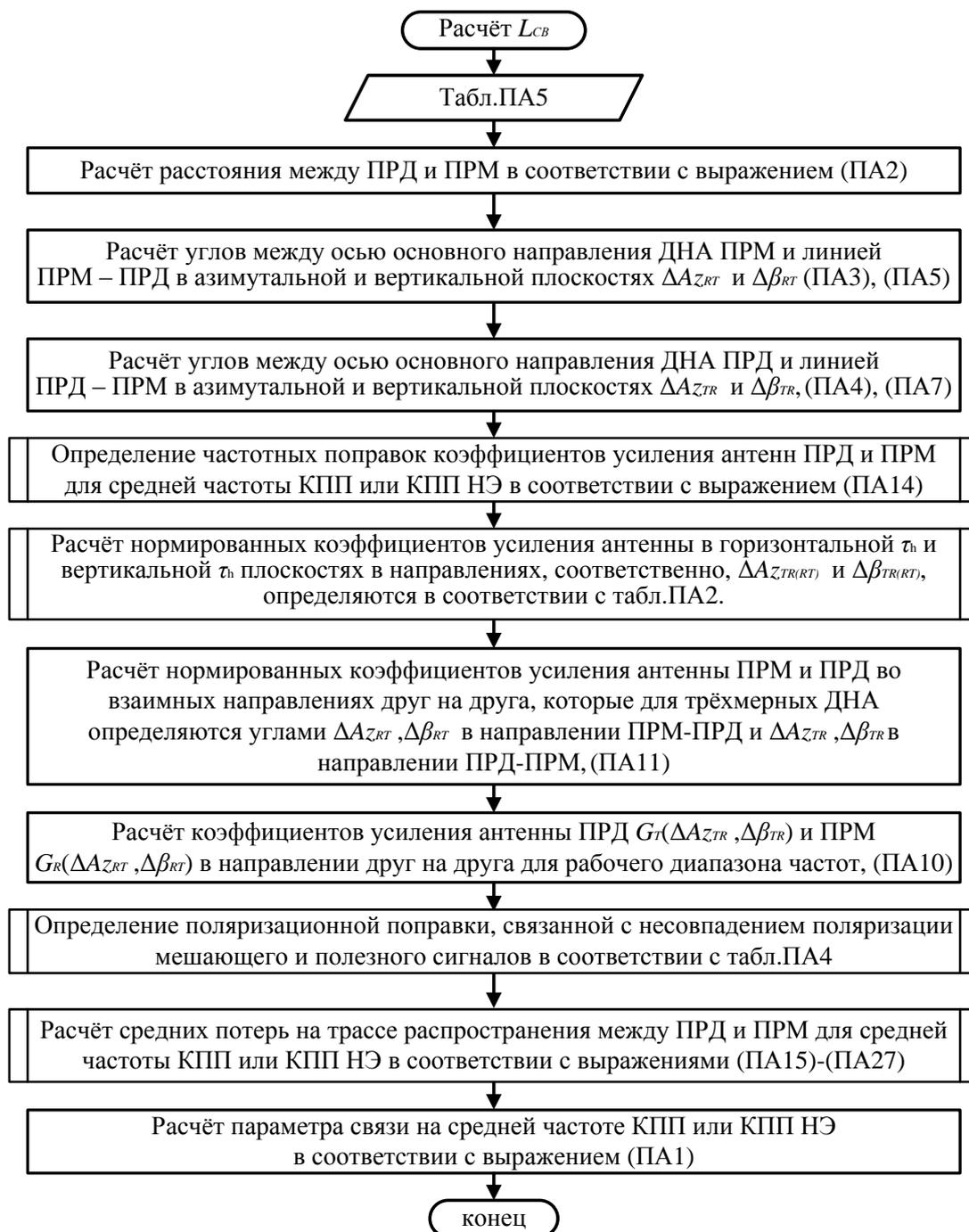


Рисунок ПА1 – Алгоритм «Расчёт  $L_{CB}$ »

Исходные данные, которые необходимы для выполнения данного алгоритма представлены в таблице ПА5.

Таблица ПА5 – Исходные данные

Параметр	Значение параметра
$f_{КПП_k}(f_{НЭ_b})$	Средняя частота $k$ - го КПП или $b$ – го КПП НЭ.
$Ш_R, Д_R$	Широта и долгота местоположения ПРМ.
$Ш_T, Д_T$	Широта и долгота местоположения ПРД.
$\varphi_T, \theta_T$	Азимут и угол места основного направления ДНА ПРД.
$\varphi_R, \theta_R$	Азимут и угол места основного направления ДНА ПРМ.
$h_T$	Высота установки антенны ПРД над уровнем моря.
$h_R$	Высота установки антенны ПРМ над уровнем моря.
$f_{ARн}, f_{ARв}$	Нижняя и верхняя граничные частоты рабочего диапазона частот антенны ПРМ.
$f_{ATн}, f_{ATв}$	Нижняя и верхняя граничные частоты рабочего диапазона частот антенны ПРД.
$C_{RH}, C_{RV}$	Коэффициент, характеризующий скорость снижения коэффициента усиления за пределами рабочего диапазона частот антенны ПРМ
$D_{RH}, D_{RV}$	Постоянная, определяющая изменение коэффициента усиления антенны ПРМ на границах ее рабочего диапазона частот.
$C_{TH}, C_{TV}$	Коэффициент, характеризующий скорость снижения коэффициента усиления за пределами рабочего диапазона частот антенны ПРД
$D_{TH}, D_{TV}$	Постоянная, определяющая изменение коэффициента усиления антенны ПРД на границах ее рабочего диапазона частот.
$G_{maxR}$	Коэффициент усиления антенны ПРМ в рабочем диапазоне частот.
$G_{maxT}$	Коэффициент усиления антенны ПРД в рабочем диапазоне частот.
$Pol_R$	Тип поляризации антенны ПРМ.
$Pol_T$	Тип поляризации антенны ПРД.
$YYXXZZ_{h(v)}$	Описание ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях для антенны ПРМ или ПРД в соответствии с НСМ Agreement, табл.ПА1, ПА2.
$Env$	Тип окружающей среды – город, пригород, открытая местность.

Вспомогательный алгоритм для определения частотной поправки антенны на средней частоте КПП (КППНЭ), рисунок ПА2, определяет величину уменьшения коэффициента усиления антенны на частотах, которые лежат за пределами рабочего диапазона частот антенны ПРД или ПРМ. Если частота, на которой определяется поправка, находится в пределах рабочего диапазона частот, то поправка равна нулю. Если частота КПП (КППНЭ) находится за пределами рабочего диапазона, то определяется поправка в соответствии с выражением (ПА14) (если имеются данные о параметрах  $C$  и  $D$  рассматриваемой антенны), либо в соответствии с таблицей ПА3.

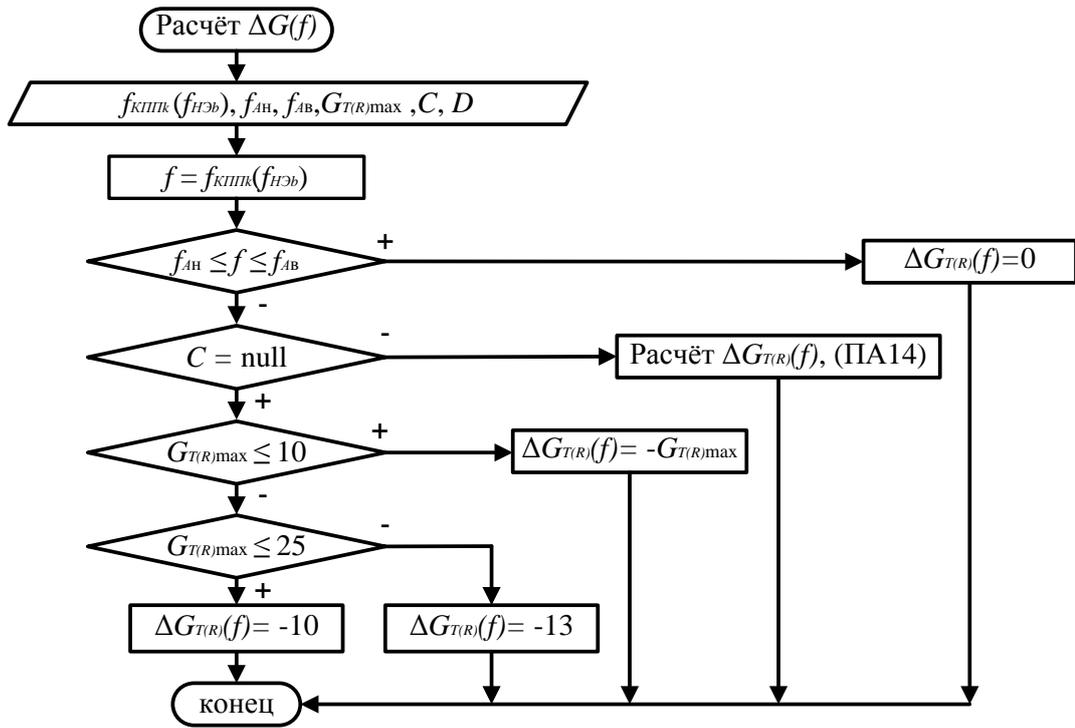


Рисунок ПА2 – Алгоритм определения частотной поправки антенны на средней частоте КПП (КППНЭ) – «Расчёт  $\Delta G_{T(R)}(f)$ »

При моделировании считается, что в области боковых лепестков на нерабочих частотах характеристики усиления не изменяются.

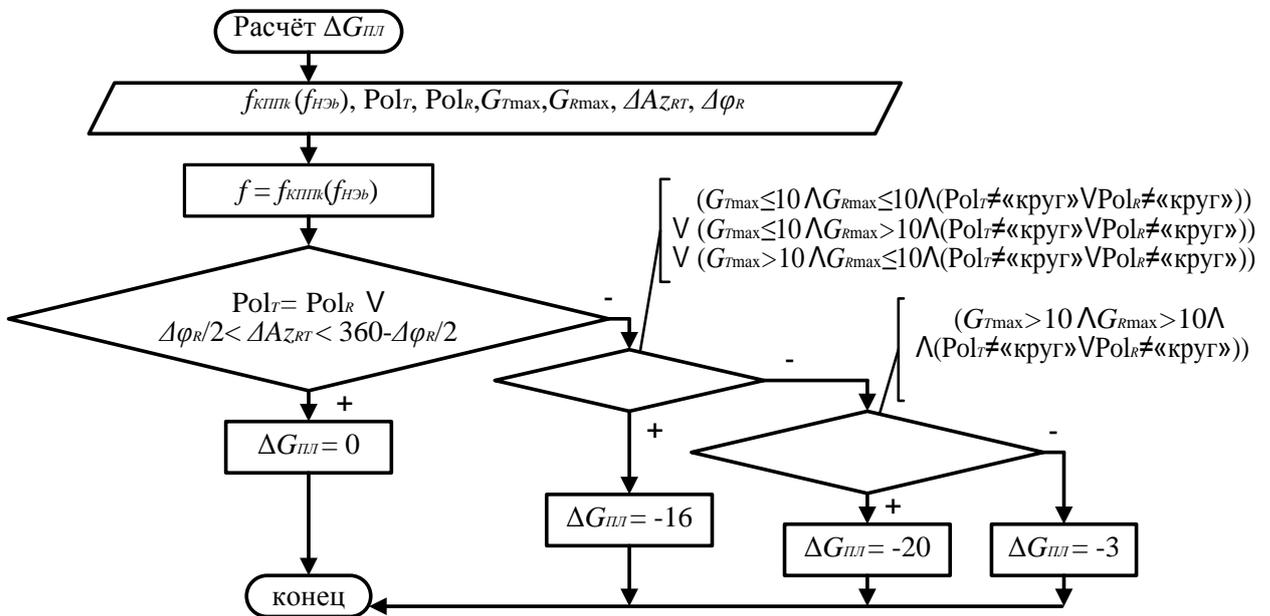


Рисунок ПА3 – Алгоритм определения коэффициента ослабления из-за несовпадения поляризации антенны ПРД и ПРМ – «Расчёт  $\Delta G_{ПЛЛ}$ »

Для определения коэффициента ослабления из-за несовпадения поляризации антенны ПРД и ПРМ используется вспомогательный алгоритм

«Расчёт  $\Delta G_{ПД}$ », рисунок ПА3. Если данные об ослаблении несопадающих поляризаций отсутствуют, то используются данные из таблицы ПА4. Рассогласование поляризаций в области боковых лепестков в диапазоне рабочих частот и за его пределами не рассматривается, т.е.  $\Delta G_{ПД} = 0$ .

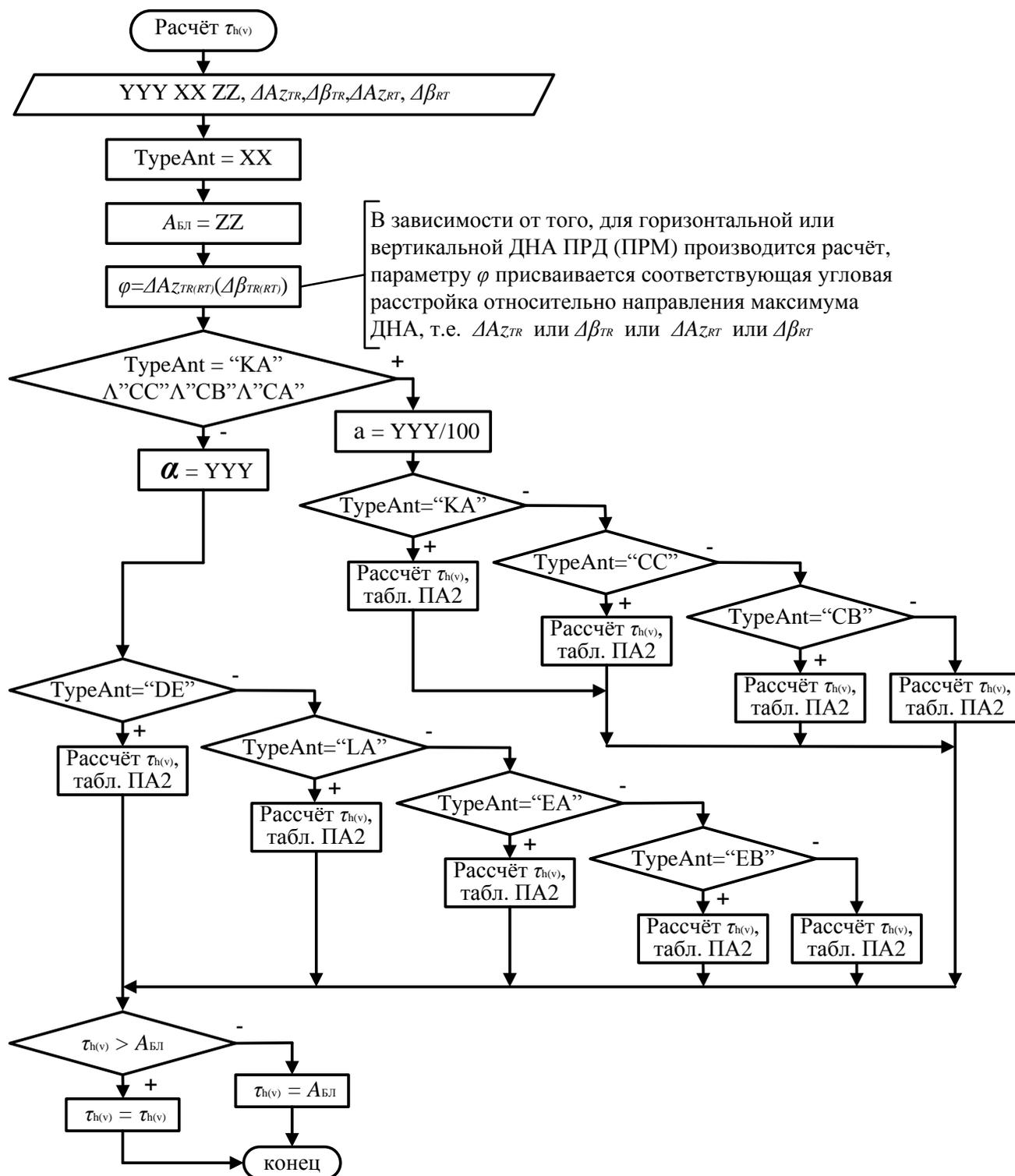


Рисунок ПА4 – Алгоритм определения коэффициента усиления антенны в горизонтальной или вертикальной плоскостях - «Расчёт  $\tau_{h(v)}$ »

Для определения нормированных значений коэффициентов усиления антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях  $\tau_{h(v)}$  в направлениях, соответственно,  $\Delta A_{z_{RT(TR)}}$  и  $\Delta \beta_{RT(TR)}$  используются модели кривых в соответствии с таблицей ПА1 и таблицей ПА2 (рис.ПА4). Сначала производится расшифровка строки YYYXXZZ, которая описывает ДНА в горизонтальной или вертикальной плоскости. Затем осуществляется выбор необходимой модели кривой, таблица ПА2, и расчёт нормированного коэффициента усиления ДНА в горизонтальной или вертикальной плоскости с учётом порогового уровня боковых лепестков  $A_{бл}$ . Исходные данные для алгоритма представлены в таблице ПА1. Дополнительными исходными данными являются угловые расстройки относительно направления максимума ДНА ПРД на ПРМ и ПРМ на ПРД в горизонтальной и вертикальной плоскостях  $\Delta A_{z_{RT(TR)}}, \Delta \beta_{RT(TR)}$ , вычисление которых предшествует данному вспомогательному алгоритму (рис.ПА1).

На рисунке ПА5 представлен вспомогательный алгоритм определения средних потерь на трассе распространения между ПРД и ПРМ на средней частоте КПП (КППНЭ). Алгоритм основан на выражениях (ПА15) – (ПА27). Исходные данные для алгоритма представлены в таблице ПА5. Необходимая для расчётов длина трассы, которую проходит сигнал от ПРД к ПРМ определяется в соответствии с выражением (ПА6) в предшествующих блоках алгоритма на рисунке ПА1.

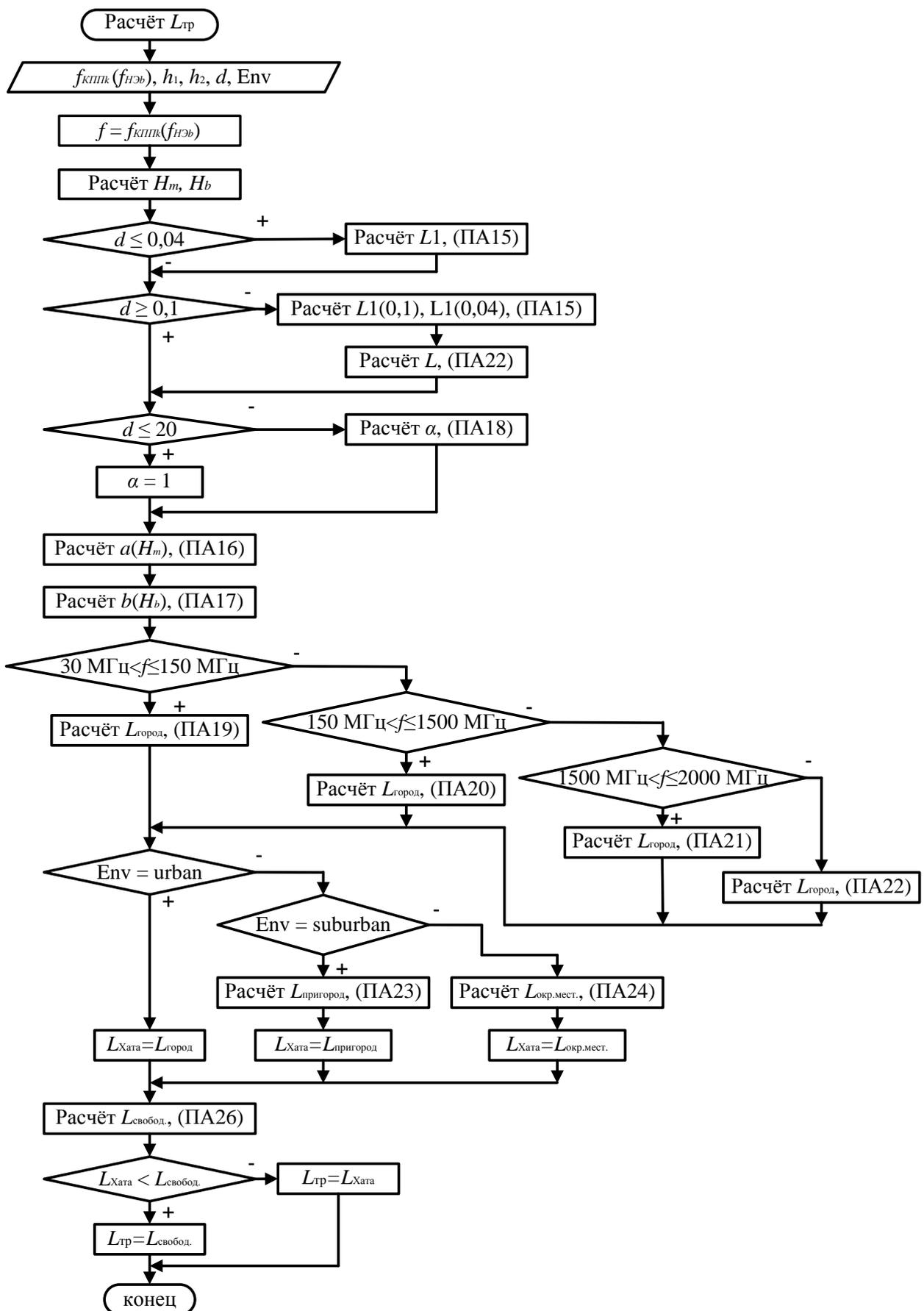


Рисунок ПА5 – Алгоритм расчёта потерь на трассе распространения на средней частоте КПП (КПП НЭ) «Расчёт  $L_{тр}$ »

## Приложение Б.

### База данных «Тактико-технические данные РЭС»

В таблице ПБ1 представлен необходимый состав и формат записи данных в базу данных.

Таблица ПБ1 – Тактико-технические данные РЭС

Параметр	Обозначение	Формат записи	Тип данных
<b>Параметры ПРД (Таблица 1)</b>			
Тип РЭС	-	любое количество символов	строковый
Класс излучения	-	XXXXXXXX	строковый
Частота излучения, Гц	$f_T$	XXXXXXXXXXXX	числовой
Мощность излучения, Вт	$P_T$	XXXXX,XXX	числовой
Высота установки антенны над уровнем моря, м	$h_T$	XXX	числовой
Широта, град.,мин.,сек.	$Ш_T$	XX <sup>0</sup> XX'XX"	числовой
Долгота, град.,мин.,сек.	$Д_T$	XX <sup>0</sup> XX'XX"	числовой
Азимут ДНА, град.	$\varphi_T$	XXX	числовой
Угол места ДНА, град.	$\theta_T$	XXX	числовой
Тип антенны Г/В	-	YYXXZZ / YYXXZZ	строковый
Коэффициент усиления антенны, дБ	$G_{max}$	XX	числовой
Тип рабочей поляризации	-	XX	строковый
Потери АФТ, дБ	$\eta_T$	XX	числовой
Условия распространения радиоволн	Env	открытая местность, пригород город, открытая местность	строковый
Тип ПРД	-	любое количество символов	строковый
Информация о владельце РЭС	-	любое количество символов	строковый
<b>Параметры ПРМ (Таблица 2)</b>			
Тип РЭС	-	любое количество символов	строковый
Класс излучения	-	до 9 символов	строковый
Частота настройки, МГц	$f_R$	99999,9999	числовой
Высота установки антенны над уровнем моря, м	$h_a$	999,9	числовой
Широта, град.,мин.,сек.	$\lambda_R$	99 <sup>0</sup> 99'99"	числовой
Долгота, град.,мин.,сек.	$\xi_R$	99 <sup>0</sup> 99'99"	числовой
Азимут ДНА, град.	$\varphi_R$	999	числовой

Продолжение Таблицы ПБ1

Параметр	Обозначение	Формат записи	Тип данных
Угол места ДНА, град.	$\theta_R$	999	числовой
Тип антенны	-	до 10 символов	строковый
Тип рабочей поляризации	-	X	строковый
Затухание фидера, дБ	$\eta_R$	99	числовой
Информация о владельце РЭС	-	не ограничен	строковый
<b>Характеристики ПРД (Таблица 3)</b>			
Тип РЭС	-	до 10 символов	строковый
Класс излучения	-	до 9 символов	строковый
Признак построения тракта формирования несущей частоты	$m_{\max}$	9	числовой
Коэффициент $A1$ , дБ/дек	$A1$	99	числовой
Коэффициент $B1$ , дБ	$B1$	99	числовой
Коэффициент $A2$ , дБ/дек	$A2$	99	числовой
Коэффициент $B2$ , дБ	$B2$	99	числовой
<b>Характеристики ПРМ (Таблица 4)</b>			
Тип РЭС	-	до 10 символов	строковый
Класс излучения	-	до 9 символов	строковый
Защитное отношение, дБ	A	99	числовой
Чувствительность, дБмВт	$P_{\min}$	999	числовой
Частота ПЧ, МГц	$f_{ПЧ}$	999,9999	числовой
Тип преобразования	-	X	строковый
Допустимый коэффициент блокирования	$K_{\text{блдоп}}$	0,9	числовой
Избирательность по блокированию, дБ	$D_{\text{БЛ}}$	99	числовой
Частотная отстройка, при которой определяется допустимый уровень блокирования, кГц	$\Delta f_{\text{доп}}$	999999999	числовой
Точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, при блокировании, дБм	$P_{\text{ВХ } 1\text{дБ БЛ}}$	99	числовой
Точка компрессии 1 дБ, отнесённая к входу, дБм	$P_{\text{ВХ } 1\text{дБ}}$	99	числовой
Динамический диапазон по интермодуляции, дБ	$D_{\text{БЛ}}$	99	числовой
Точка пересечения 3-го порядка, дБм	$IP3_{\text{ВЫХ}}$	99	числовой
Коэффициент усиления преселектора, дБ	$G$	99	числовой

Продолжение Таблицы ПБ1

Параметр	Обозначение	Формат записи	Тип данных
Частотный сдвиг ХЧИ ОКП с учётом СКП на $\zeta$ – х контрольных уровнях, Гц	$f_{\zeta}$	999999999	числовой
Контрольные уровни ХЧИ ОКП с учётом СКП для $\zeta$ – х частотных сдвигов, дБ	$S_{\zeta}$	999	числовой
Частотный сдвиг ХЧИ ВЦ с на $\zeta$ – х контрольных, МГц уровнях, Гц	$f_{ВЦ\zeta}$	999999999	числовой
Контрольные уровни ХЧИ ВЦ для $\zeta$ – х частотных, дБ сдвигов, дБ	$S_{ВЦ\zeta}$	999	числовой
Коэффициент $I1$ , дБ/дек	$I1$	99	числовой
Коэффициент $J1$ , дБ	$J1$	99	числовой
Коэффициент $I2$ , дБ/дек	$I2$	99	числовой
Коэффициент $J2$ , дБ	$J2$	99	числовой
<b>Библиотека спектральных масок классов излучений (Таблица 5)</b>			
Класс излучения	-	до 9 символов	строковый
Частотный сдвиг ВИ на $\zeta$ – х контрольных уровнях, кГц	$f_{\zeta}$	99999	числовой
Контрольные уровни ВИ для $\zeta$ – х частотных сдвигов, дБ	$W_{\zeta}$	999	числовой