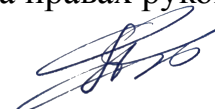


Федеральное государственное бюджетное учреждение науки  
ИНСТИТУТ ПРОБЛЕМ УПРАВЛЕНИЯ им. В. А. ТРАПЕЗНИКОВА  
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

На правах рукописи



**Волковицкий Андрей Кириллович**

**Методы и алгоритмы повышения эффективности аэроэлектроразведочных  
измерительных систем и комплексов**

Специальность 2.3.1 – системный анализ, управление и обработка  
информации (технические науки)

Диссертация на соискание ученой степени  
доктора технических наук

Научный консультант  
Д.т.н. Б.В. Павлов

Москва  
2022

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
Глава 1 Аэроэлектроразведочные комплексы и пути повышения их эффективности. 21	21
1.1 Общие принципы аэроэлектроразведочных измерений.....	21
1.2 Геофизически значимая информация в аэроэлектроразведочных измерительных системах.....	24
1.2.1 Структура и форма геофизически значимой информации.....	24
1.2.2 Информативность и полнота результатов зондирования.....	26
1.3 Искажающие факторы и ограничения полноты геофизически значимых данных при аэроэлектроразведочных измерениях.....	36
1.4 Классификация аэроэлектроразведочных зондирующих систем.....	37
1.4.1 Частотные и временные системы.....	37
1.4.2 Жесткие, сосредоточенные и разнесенные системы.....	38
1.5 Калибровка зондирующих систем.....	43
1.6 Эффективность аэроэлектроразведочных зондирующих систем и технологий.....	44
1.6.1 Поисковая эффективность.....	46
1.6.2 Производственная эффективность.....	48
Выводы по Главе 1.....	49
Глава 2 Стабилизация параметров измерительных преобразований в аэроэлектроразведочных системах, метод и алгоритм адаптивной коррекции.....	52
2.1 Измерительные преобразования в аэроэлектроразведочных зондирующих системах.....	52
2.2 Преобразование структур данных в аэроэлектроразведочных системах.....	53
2.2.1 Накапливающее преобразование во временных системах.....	55
2.2.2 Накапливающее преобразование в частотных системах.....	57
2.3 Параметры сигналов в аэроэлектроразведочных зондирующих системах.....	57
2.3.1 Критерий чувствительности аэроэлектроразведочной системы к полю отклика.....	58
2.3.2 Сравнение аэроэлектроразведочных систем HeliTEM (CGG, Канада), EM4N и «Экватор» (Геотехнологии, Россия) по чувствительности к полю отклика.....	62
2.4 Постановка задачи адаптивной коррекции.....	65
2.5 Алгоритм адаптивной коррекции.....	68
2.6 Адаптивная коррекция при сложной временной форме исследуемого процесса.....	72
2.7 Особенности и ограничения метода и алгоритма адаптивной коррекции.....	79
2.8 Адаптивная коррекция в аэроэлектроразведочной зондирующей системе.....	80
2.8.1 Адаптивная коррекция при измерениях тока возбуждающего диполя.....	80

2.8.2	Адаптивная коррекция при измерениях вектора поля.....	82
2.9	Применение адаптивной коррекции, стабилизация работы зондирующей системы.....	87
2.9.1	Формирование эталонного процесса.....	88
2.9.2	Разделение форм основного и эталонного процессов.....	90
2.9.3	Определение частотных характеристик.....	92
2.9.4	Введение корректирующей поправки в результаты измерений основных сигналов.....	94
2.9.5	Комплексная стабилизация зондирующей системы.....	96
2.9.6	Оценка эффективности применения адаптивной коррекции.....	98
	Выводы по ГЛАВЕ 2.....	101
Глава 3	Метод и алгоритм контроля геометрических параметров разнесенной зондирующей системы.....	103
3.1	Методы контроля геометрических параметров условий зондирования.....	103
3.2	Метод определения геометрических параметров зондирующей системы.....	107
3.2.1	Основания решения задачи электромагнитного позиционирования.....	107
3.2.2	Постановка задачи позиционирования.....	108
3.2.3	Решение задачи относительного позиционирования.....	110
3.2.4	Существование и единственность решения.....	113
3.3	Алгоритм решения задачи относительного позиционирования.....	119
3.3.1	Схема алгоритма.....	119
3.3.2	Реализация базового алгоритма.....	120
3.4	Метод и алгоритм калибровки электромагнитной системы относительного позиционирования.....	124
3.4.1	Модель измерительных искажений разнесенной зондирующей системы.....	125
3.5	Метод и этапы калибровки системы относительного позиционирования.....	129
3.5.1	Приведение комплексных векторов поля к действительным.....	130
3.5.2	Приведение к линейно поляризованному полю (Этап I).....	135
3.5.3	Определение масштабных коэффициентов приемной системы, углов между векторами момента диполей-излучателей и поправок к ним (Этап II).....	136
3.5.4	Определение параметров малого поворота (Этап III).....	137
3.5.5	Алгоритм калибровки системы относительного позиционирования.....	138
3.6	Оценка эффективности применения метода и алгоритма относительного позиционирования.....	140
	Выводы по Главе 3.....	146
Глава 4	Метод и алгоритм определения полного значения поля отклика в разнесенной комбинированной системе.....	148
4.1	Фрагментарное получения геофизически значимой информации.....	148
4.1.1	Фрагментарное частотное представление, квадратурные системы.....	150

4.1.2	Фрагментарное временное представление, «Off-Time» – системы.....	154
4.1.3	Основания для определения полного значения поля отклика и создания комбинированных зондирующих систем.....	159
4.2	Виртуальный дипольный $\delta$ -излучатель.....	161
4.2.1	Оценка точности приведения к полю $\delta$ -излучателя.....	163
4.2.2	Особенности технической реализации метода и алгоритма приведения к полю $\delta$ -излучателя.....	165
4.3	Алгоритмы определения полного значения поля отклика.....	166
4.3.1	Определение поля отклика над высокоомным геоэлектрическим разрезом.....	166
4.3.2	Определение поля отклика над существенно проводящим разрезом.....	167
4.3.3	Условия применимости алгоритмов и точность определения полного отклика.....	172
4.4	Оценка точности алгоритма определения спектра поля отклика.....	173
4.4.1	Ошибки определения спектра поля отклика.....	173
4.4.2	Ошибка определения спектра поля отклика от высокоомного разреза.....	176
4.4.3	Ошибка определения спектра поля отклика от низкоомной среды.....	178
4.4.4	Определение типа схемы вычислений поля отклика (типа геоэлектрического разреза).....	181
4.5	Метод определения поля отклика во временном представлении.....	182
4.5.1	Особенности алгоритма в части определения поля отклика во временной форме.....	183
4.6	Требования и ограничения метода и алгоритма вычисления поля отклика.....	186
4.7	Результаты работы алгоритма определения полного значения поля отклика.....	186
	Выводы по Главе 4.....	189
Глава 5	Алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета.....	191
5.1	Технология выполнения аэросъемки.....	192
5.1.1	Схема полетного задания.....	193
5.1.2	Режимы аэросъемочного полета и задачи управления.....	194
5.2	Информационная поддержка режимов аэросъемочного полета.....	197
5.3	Выбор критерия информационной поддержки.....	199
5.4	Алгоритмы информационной поддержки.....	205
5.4.1	Алгоритм для режима стабилизации на маршруте.....	206
5.4.2	Алгоритм для режима захода на маршрут.....	208
5.4.3	Алгоритм перехода в режим стабилизации на маршруте.....	212
5.4.4	Алгоритм для режима полета на точку.....	215
5.5	Программная реализация алгоритмов информационной поддержки в комплексе NAVDAT.....	216
5.5.1	Алгоритм управления индикатором пилота.....	216

5.5.2 Структура данных полетного задания.....	219
5.5.3 Особенности применения алгоритмов навигационной поддержки.....	221
5.6 Оценка эффективности алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета.....	223
Выводы по Главе 5.....	225
Глава 6 Аэроэлектроразведочные зондирующие системы и комплексы ЕМ4Н и «Экватор».....	227
6.1 Зондирующая система и аэроэлектроразведочный комплекс ЕМ4Н.....	230
6.1.1 Устройство зондирующей системы комплекса ЕМ4Н.....	233
6.1.2 Приемник зондирующей системы ЕМ4Н.....	235
6.1.3 Возбуждающая система комплекса ЕМ4Н.....	239
6.1.4 Структура данных комплекса ЕМ4Н.....	242
6.1.5 Основные принципы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочного комплекса ЕМ4Н.....	243
6.2 Аэроэлектроразведочная зондирующая система и комплекс «Экватор».....	245
6.2.1 Приемник зондирующей системы комплекса «Экватор».....	251
6.2.2 Возбуждающая система комплекса «Экватор».....	252
6.2.3 Форма представления результатов зондирования.....	254
6.2.4 Временная форма и спектр зондирующего поля.....	254
6.2.5 Структура данных комплекса «Экватор».....	257
6.2.6 Вычислительная система комплекса «Экватор».....	257
6.2.7 Основные принципы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочного комплекса «Экватор».....	258
6.3 Эффективность алгоритмов комплексов ЕМ4Н и «Экватор» в решении геологических задач.....	260
6.3.1 Стабильность в определении параметров поля отклика.....	260
6.3.2 Сравнение с результатами наземных геофизических работ.....	261
6.3.3 Комбинированное (частотное и временное) представление результатов зондирования.....	263
6.3.4 Примеры успешно решенных геологических задач.....	265
Выводы по Главе 6.....	277
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	279
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	282
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	283
ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ.....	285
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	295
ПРИЛОЖЕНИЕ. Справки о внедрении результатов работы.....	302

## **ВВЕДЕНИЕ**

### **Общая характеристика работы**

**Актуальность темы** обусловлена исключительной важностью для современной экономики развития средств и методов исследования земных недр. Среди многих направлений хозяйственной деятельности именно эффективное освоение минерально-сырьевых ресурсов, значимость поиска и разведки месторождений полезных ископаемых трудно переоценить. Важное место занимает создание высокоэффективных методов изучения геологического строения территорий, оценки перспективности тех или иных районов с точки зрения поисков полезных ископаемых. В условиях развития промышленных технологий растет потребность в поисках месторождений новых видов минерального сырья в не освоенных ранее районах. Не меньшее значение имеет совершенствование методов инженерно-геологических исследований при проектировании и строительстве транспортных магистралей, газо- и нефтепроводов, гидротехнических сооружений и т. п.

В арсенале современных технологий исследования строения земных недр весьма перспективными являются аэрогеофизические, позволяющие получать информацию о геологическом строении исследуемых территорий на основании анализа параметров физических полей, измеренных с помощью оборудования, размещаемого на борту летательного аппарата. Аэрогеофизика позволяет в режиме полета за короткое время покрыть сетью измерений значительную территорию, существенно сократив объем сложных и трудоемких наземных полевых работ на зачастую труднодоступных территориях.

Первые применения аэрогеофизических методов в мире отмечены в 40-е годы XX века. Их появлению способствовали: энергичное развитие технологий в области авиации и электроники, общий послевоенный подъем экономики, появление новых отраслей промышленности, остро нуждавшихся в расширении поставок сырья для черной и цветной металлургии, полупроводниковой

радиоэлектроники, ядерной энергетики, авиа- и ракетостроения.

Перспективы аэрогеофизических технологий не обошли стороной создание аэровариантов традиционных электроразведочных методов, доставляющих важную с точки зрения геологической интерпретации информацию о свойствах электропроводящих приповерхностных слоев земных недр и неоднородностях в их распределении [55]. Первая, экспериментальная аэроэлектроразведочная система была создана и опробована Гансом Лундбергом в 1946 г. [50]. В проведенных экспериментах на борту небольшого вертолета была размещена классическая наземная индуктивная электроразведочная установка [13]. Эксперимент в целом продемонстрировал принципиальную работоспособность системы и метода, однако для практического применения система оказалась не вполне пригодной: для получения геофизически значимых измерений самолет должен был лететь над землей очень низко, на высоте около 5 м.

Практическую же историю аэроэлектроразведки принято отсчитывать от основополагающего патента Стэнли Дэвидсона, заявленного в 1948 г. [47] и устанавливающего права изобретателя на «...предельно надежный метод электромагнитной индуктивной разведки, который может быть эффективно применен на подвижном носителе для выполнения аэросъемки на больших и труднодоступных территориях с целью поиска погребенных электропроводящих объектов...».

Предложенный принцип в 1948 г. был экспериментально проверен, и совместно компаниями International Nickel Co. of Canada и McPhar был разработан, изготовлен и начал эксплуатироваться в производственном режиме аэроэлектроразведочный комплекс INCO [49]. Исследование электропроводящих свойств земных недр осуществлялось методом зондирования низкочастотным переменным магнитным полем, возбуждаемым искусственным источником, устанавливаемым на борту летательного аппарата. Отклик от проводящих слоев и объектов земных недр регистрировались приемником, размещенным в

специальной выпускной буксируемой гондоле. Результаты, полученные в ходе съемочных работ в Канаде в 1950 – 1954 гг., произвели поистине ошеломляющее впечатление на геолого-геофизический мир [43]. Разведочное бурение на одной из обнаруженных в ходе съемок аномалий сразу же вскрыло рудное тело крупного свинцово-цинкового месторождения. С помощью системы INCO в разное время обнаружены месторождения: Thompson Manitoba (150 млн.Т: 3% Ni), Heat Steele (20,7 млн.Т: 4, 79% Zn, 1,75% Pb, 1%Cu, 65 г/Т Ag), Casa Berardi (10,5 млн.Т: 8,2 г/Т Au) [44].

Замечательные результаты проекта INCO в сочетании с общим стремлением к аэрогеофизическим технологиям послужили мощным стимулом к многочисленным теоретическим исследованиям в области аэроэлектроразведки, экспериментам, опытно-конструкторским и опытно-методическим работам в разных странах. Уже в 50 – 70-е годы было разработано более десятка совершенно разных приборов. Многообразие вариантов технической реализации зондирующих установок тех лет очень широко. Элементы оборудования аэроэлектроразведочных комплексов компаний Newmont, Rio Tinto, Texas Gulf Sulphur, Tridem, Canadian Aero прикреплялись непосредственно к конструкциям фюзеляжа летательного аппарата, систем McPhar HUMMINGBIRD, DigHEM/ Geoterrex – монтировались на полностью буксируемой за вертолетом конструкции – «бревне». Роль этих первых, пионерских, еще не вполне совершенных систем с гармоническим возбуждением зондирующего поля велика уже в том, что за несколько десятилетий создано и опробовано множество интереснейших инженерных решений, во многом составивших и современный арсенал разработчиков электроразведочного оборудования. Эти системы продемонстрировали высокую поисковую эффективность. Так, с помощью системы Texas Gulf Sulphur было совершено захватывающее открытие огромного сульфидного рудного месторождения Kidd Creek в Канаде [43].

Тогда же, в 50-е, появился и сразу же стал популярным на многие годы



очень важный аэроэлектроразведочный метод и связанный с ним принцип технической реализации, а также аэроэлектроразведочный комплекс, получивший название INPUT (INduced PULse Transient). Запатентованная доктором Энтони Р. Бэрринджером установка была оснащена мощным излучателем с петлевым диполем, прикрепленным к элементам фюзеляжа самолета-носителя, и приемником, размещенным в буксируемой выпускной гондоле. Принципиально важным было то, что зондирование осуществлялось переменным полем в форме последовательности разнополярных импульсов с паузой, «тишиной» между ними [63].

Системы этого типа получили определение «Transient-Domain», в российской традиции – метод переходных процессов (МПП). Этот класс систем сегодня является преобладающим в западной аэроэлектроразведке.

В числе известных разработок в области аэроэлектроразведки есть и советские системы: МПП-2 [16], созданная под руководством Ф.М.Каменецкого в Московском геологоразведочном институте; ДИП-А [28] (ГНПП «Аэрогеофизика», С.И.Петров, В.Д.Новак, В.И.Сущев). Они с успехом применялись при аэрогеофизических исследованиях и совершенствовались в техническом отношении на протяжении более четверти века. Современные российские системы ЕМ4Н и «Экватор» («ГеоТехнологии», Россия) сегодня успешно конкурируют с лучшими зарубежными [58], [7].

Параллельно с зондирующими системами развивались и технологии их применения, объединяющие в единый комплекс навигационное обеспечение работ, контроль и регистрацию бортовой информации, методы и алгоритмы вычислительной обработки и визуализации бортовых данных, алгоритмы и программы для качественной и количественной оценки, картирования геоэлектрических параметров зондируемой среды (пакеты программ компаний Geosoft (Канада) и Intrepid (Австралия)), методы моделирования сигналов отклика, алгоритмы решения прямых и обратных задач [55]. Значительное развитие в

этом направлении получено трудами М.Г. Персовой, Ю.Г.Соловейчика (НГТУ НЭТИ), Д.Б.Авдеева (ИЗМИРАН), J.Macnae (RMIT University), D. Oldenburg, S.R. Napier (University of British Columbia).

С годами планомерно росло качество получаемой аэроэлектроразведочной информации. Благодаря появлению высокоточных средств глобального позиционирования стало возможным выполнение детальных аэрогеофизических исследований, по точности и информативности не только не уступающих наземным, но и превосходящих их. Росли и показатели производительности аэрогеофизических технологий, ощутимо снизились непроизводительные затраты летного времени, благодаря чему выполнение работ стало рентабельным даже при незначительных размерах съемочных участков.

Активность исследований в области аэроэлектроразведки, технических и программных разработок не снижается на протяжении всей их истории – уже более 70 лет. Высока она и сегодня. В ее основе – стремление к наиболее полному и детальному решению геологических поисковых задач. От эффективности работы аэроэлектроразведочных технологий в значительной мере зависит степень достоверности прогнозов геологической перспективности исследуемых территорий для поисков полезных ископаемых, которые очень важны для экономики.

**Целью диссертационной работы** является разработка методов и алгоритмов, повышающих эффективность аэроэлектроразведочных систем и комплексов.

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

- 1) На основе системного подхода исследовать базовые принципы функционирования аэроэлектроразведочных установок и основные факторы, влияющие на их поисковую и производственную эффективность, определить пути их совершенствования.

- 2) Исследовать методы обработки и оценки качества информации, получаемой при зондировании, выработать единый для аэроэлектроразведочных установок различных типов критерий оценки их чувствительности к полю отклика от зондируемой среды.
- 3) Разработать методы и алгоритмы стабилизации параметров зондирующей системы путем непрерывного контроля частотных характеристик зондирующей системы и адаптивной коррекции результатов измерений.
- 4) Разработать метод и алгоритмы, повышающие поисковую эффективность путем контроля условий зондирования за счет определения взаимного пространственного и углового расположения возбуждающей и приемной систем.
- 5) Разработать метод и алгоритм определения поля отклика от зондируемой среды на фоне непосредственного воздействия на датчики приемной системы первичного возбуждающего поля.
- 6) Разработать структуру, схему вычислительной обработки и алгоритмы функционирования разнесенных аэроэлектроразведочных зондирующих систем, реализующих принцип двойного – как частотного, так и временного – представления геофизически значимой информации.
- 7) Разработать структуру и алгоритмы информационной системы поддержки навигационных режимов аэросъемочных полетов, обеспечивающие повышение точности соответствия движения летательного аппарата-носителя заданным линиям пути и экономию летного времени.
- 8) Применить разработанные методы и алгоритмы в структурах аэроэлектроразведочных комплексов и показать на практике их эффективность.

**Методы исследований:** в работе применяются методы линейной алгебры, теории электромагнитного поля, теории функций комплексного переменного, теории дифференциальных уравнений, уравнений в частных производных, теории оптимизации динамики управляемых систем, вычислительной

математики.

**Научная новизна:**

- 1) Сформулирован новый оригинальный критерий априорной оценки чувствительности различных аэроэлектроразведочных систем к полю отклика от зондируемой среды.
- 2) Разработан новый подход к решению задачи стабилизации измерительных систем аэроэлектроразведочных установок, предложен метод непрерывного контроля частотных характеристик, основанный на введении дополнительных источников эталонных воздействий.
- 3) Предложен метод и базовый алгоритм относительного позиционирования и определения пространственных и угловых координат приемной системы относительно возбуждающей на основе измерения параметров переменного магнитного поля системы компактно размещенных дипольных излучателей.
- 4) Предложен алгоритм, позволяющий определить спектр и временную форму поля отклика в широком диапазоне свойств зондируемой среды при использовании разнесенной зондирующей системы.
- 5) Обоснован принципиально новый подход к созданию перспективных комбинированных аэроэлектроразведочных систем, объединяющих преимущества частотных методов зондирования и метода переходных процессов, предложены структура и алгоритмы, обеспечивающие их функционирование.
- 6) Разработаны алгоритмы калибровки разнесенных зондирующих систем, включающие калибровку системы относительного позиционирования.
- 7) Разработана структура, методы и оригинальные алгоритмы информационной системы поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета.

**Соответствие шифру специальности:**

Работа соответствует специальности 2.3.1 – «Системный анализ, управле-

ние и обработка информации (технические науки)» в части обработки информации по пунктам:

1. Теоретические основы и методы системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.
2. Формализация и постановка задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.
3. Разработка критериев и моделей описания и оценки эффективности решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.
4. Разработка методов и алгоритмов решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.
5. Разработка специального математического и программного обеспечения систем анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.

**Теоретическая значимость работы** заключается в разработке научно обоснованных методов формирования структур технических и программных средств аэроэлектроразведочных комплексов, обеспечивающих их эффективное применение в широком диапазоне условий зондирования на принципах частотного и временного представления геофизически значимой информации.

Предложенные в работе метод и алгоритм контроля частотной характеристики зондирующей системы и адаптивной коррекции результатов измерений может быть использован для обеспечения стабильности функционирования не только аэроэлектроразведочных, но и других измерительных систем.

Теоретические результаты, полученные в части алгоритмов относительного позиционирования в ближней зоне, могут быть использованы при разработке систем автоматической посадки, контроля взаимодействия подвижных объектов.

Предложенный метод и алгоритм определения полного значения вектора

поля отклика от зондируемой среды открывает новые возможности интерпретации результатов зондирования с применением разнесенных аэроэлектро-разведочных установок.

Предложенные алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета, основанные на взаимодействии информационной системы с пилотом, могут быть применены и для управления движением автономных беспилотных аппаратов.

**Реализация и внедрение результатов работы:** Результаты работы использованы в ОАО «Геотехнологии», ФГУП «ВСЕГЕИ», ООО «НордГолд», что подтверждается актами о внедрении результатов диссертационной работы.

На основе теоретических результатов диссертационной работы построены и широко используются при аэрогеофизических съемках аэроэлектроразведочные комплексы ЕМ4Н и «Экватор».

### **Практическая значимость результатов**

Предложенные методы и алгоритмы составили основу системы технических решений, позволивших создать две принципиально новые аэроэлектро-разведочные системы – ЕМ4Н и «Экватор», в реальных аэросъемочных работах демонстрирующие высокие показатели эффективности как в части полноты и достоверности результатов зондирования, так и в части технологичности, производительности и экономической эффективности применения:

- получена возможность корректного вычисления значений кажущих удельных сопротивлений в широком их диапазоне – от долей до десятков тысяч Ом·м;
- для указанных систем достигнута высокая детальность зондирования по латерали, соответствующая темпу 6,61 измерение в секунду;
- подтверждена возможность использования данных зондирования комплекса «Экватор» для корректного построения модели геоэлектрического разреза до глубины более 250 м;

- для обеих систем достигнута рекордная производительность съемочных работ – более 90 пог. км съемочных маршрутов за летный час;
- для системы «Экватор» получена возможность получения корректных данных в широком диапазоне скоростей движения разнесенной установки от 40 до 240 км/час;
- для обеих систем обеспечены предельно низкие потери летного времени на производство контрольно-настроечных и калибровочных операций (калибровки выполняются в продолжении 2–3 минут при подлете к участку съемки и при возврате на аэродром);
- достигнута возможность выполнения работ на участках с предельно сложным рельефом местности – с превышениями до 500 м на километр;
- при выполнении работ с обеими системами обеспечена точность соответствия фактических линий пути заданным на уровне 2–2,5 м;

### **Основные результаты и положения**

На защиту выносятся следующие основные результаты и положения:

- 1) Базовый метод формирования структуры и алгоритмов функционирования аэроэлектроразведочной зондирующей системы с универсальным представлением геофизически значимой информации – одновременно частотным и временным.
- 2) Метод и адаптивные алгоритмы, позволяющие контролировать и стабилизировать измерительные характеристики зондирующей системы.
- 3) Метод, схема технической реализации и алгоритмы системы относительного позиционирования в ближней зоне на основе измерений параметров переменного магнитного поля трех диполей.
- 4) Метод и алгоритм определения параметров полного вектора поля отклика от зондируемой среды как при высоком, так и низком ее удельном сопротивлении.
- 5) Методики и алгоритмы калибровки аэроэлектроразведочных зондиру-

ющих систем.

- 6) Алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов аэро-съемочного полета в условиях применения летательных аппаратов-носителей различных типов.
- 7) Результаты разработки общей схемы, аппаратной и программной структуры двух аэроэлектроразведочных систем – частотной разнесенной ЕМ4Н и комбинированной (частотной и временной одновременно) – «Экватор» с использованием разработанных методов и алгоритмов.
- 8) Результаты практического применения предложенных методов и алгоритмов в структурах аэроэлектроразведочных систем.

#### **Достоверность полученных научных результатов**

Достоверность полученных результатов обеспечивается строгостью применяемого математического аппарата, результатами математического и компьютерного моделирования, подтверждается при анализе результатов обработки данных, полученных в процессе испытательных и производственных работ.

**Апробация результатов работы:** Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих всероссийских и международных конференциях: Международной конференции по аэроэлектромагнитным системам (Финляндия, Хайко Маннор, 2008 г., ЮАР Мпумаланга, 2013 г.); 35-й сессии Международного семинара им. Д.Г. Успенского «Вопросы теории и практики геологической интерпретации гравитационных, магнитных и электрических полей» (Ухта, 2008 г.); Международной конференции, посвященной 50-летию Института геофизики УрО РАН «Геофизические исследования Урала и сопредельных регионов» (Екатеринбург, 2008 г.); 16-й (2009 г.) и 20-й (2013 г.) Санкт-Петербургских Международных конференциях по интегрированным навигационным системам (Санкт-Петербург, ЦНИИ «Электроприбор»); 4-й и 5-й Всероссийской школах-семинарах им. М.Н. Бердичевского и Л.Л. Ваньяна по электромагнитным зондированиям Земли (Москва, 2009 г. и Санкт-Петербург, 2011 г.); с 74-го



по 79-й Международной съезды Ассоциации геологоразведчиков и разработчиков Канады – PDAC International Convention (Канада, Торонто, 2006-2011 гг.); с 6-го по 9-й Международной геофизический научно-практический семинар «Применение современных электроразведочных технологий при поисках и разведке месторождений полезных ископаемых» (Санкт-Петербург, Горный университет, 2008–2011 гг.); 14-й Конференции по управлению в технических, эргатических, организационных и сетевых системах (УТЭОС) (2012 г.); 14-й (2018 г.), 15-й (2019 г.) Конференциях (EAGE) по инженерной и рудной геофизике; IX конференции «Идентификация систем и задачи управления» (2012 г.); 4-й (2009 г.), 5-й (2011 г.) и 6-й (2013 г.) Всероссийских школах-семинарах им. М.Н.Бердичевского и Л.Л. Ваньяна по электромагнитным зондированиям Земли; XXXVII (2011 г.) и XXXVIII (2012 г.), конференциях по управлению движением корабля и специальных подводных аппаратов; 3-й конференции «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения (УКИ) (2012 г.)»; 4-й (2011 г.) и 14-й (2021 г.) Мультиконференциях по проблемам управления (МКПУ).

**Публикации:** По теме диссертации опубликовано две монографии, глава в книге (в соавторстве с Р.Смитом и А.А.Кауфманом), пять статей и докладов из перечня Web of Science/Scopus, 12 статей в ведущих рецензируемых научных журналах, 22 работы в сборниках трудов российских и международных конференций, научно-технических журналах.

**Структура работы.** Диссертационная работа состоит из введения, шести глав, заключения, и списка литературы. Работа изложена на 304 страницах, содержит 83 иллюстрации, 8 таблиц. Список цитируемой литературы включает 69 наименований.

**Глава 1** работы посвящена рассмотрению основных принципов функционирования аэроэлектроразведочных систем, особенностям структуры получаемой геофизически значимой информации, информативности и удобства ин-

терпретации при различных формах представления. Дана классификация типов аэроэлектроразведочных зондирующих систем по схемам компоновки и формам представления геофизически значимой информации. Приведены основные факторы, негативно влияющие на работу измерительных установок различных типов. Отдельно выделен класс наиболее подверженных влиянию искажений геометрически разнесенных установок, в отношении которого показаны преимущества и основные пути совершенствования качества измерений.

Здесь же приведены основные аспекты оценки эффективности аэроэлектроразведочных комплексов и направления ее повышения.

**Глава 2** посвящена разработке метода и алгоритма непрерывного контроля и адаптивной частотной коррекции, обеспечивающих стабильность при измерениях параметров квазистационарных периодических процессов на основе использования дополнительных источников эталонного воздействия, как монохроматических процессов, так и периодических процессов сложной временной формы. Дано обоснование целесообразности применения методов повышения стабильности измерений применительно к традиционным формам преобразований сигналов в аэроэлектроразведочных зондирующих системах. Выработан единый критерий априорной оценки чувствительности аэроэлектроразведочной установки к свойствам геоэлектрического разреза. Детально изложены теоретические основы метода и вычислительная схема алгоритма, рассмотрены особенности и ограничения их применении, приведены примеры вариантов организации структур измерительной системы для измерения тока дипольного излучателя и сигналов датчика аэроэлектроразведочной системы. На примере экспериментально полученных данных показана эффективность предложенного метода и алгоритма.

**Глава 3** посвящена разработке метода и алгоритма определения геометрических параметров условий зондирования для установок разнесенного типа. В главе приведен анализ известных средств и методов углового и пространствен-

ного позиционирования подвижных объектов, предложена структура технических средств, метод и алгоритм электромагнитного позиционирования, основанный на измерениях параметров поля сосредоточенной системы низкочастотных индуктивных излучателей.

Приведен анализ измерительных искажений в предложенной структуре, представлен метод и алгоритм калибровки. На практических примерах дана оценка точности и эффективности применения метода и алгоритма.

**Глава 4** посвящена разработке метода и алгоритма определения полного значения поля отклика во временном и частотном представлениях применительно к работе разнесенных аэроэлектроразведочных систем. На основе рассмотрения существующих методов фрагментарного представления геофизически значимой информации сформулирован основополагающий подход к определению спектральной формы поля отклика, основанный на приведении результатов измерений к параметрам поля виртуального  $\delta$ -излучателя. Представлены алгоритмы вычисления параметров поля отклика в широком диапазоне свойств электропроводности зондируемой среды. Дана оценка точности, показаны условия применимости метода и алгоритма. Также показана схема получения традиционной временной формы представления поля отклика. На примерах практических результатов зондирования показана достигнутая эффективность.

**В Главе 5** представлены результаты разработки алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочных полетов, обеспечивающих производственную эффективность применения аэрогеофизических технологий. Рассмотрены традиционные схемы организации аэросъемочного процесса, выделены основные фазы полета и связанные с ними режимы информационной поддержки. Детально изложены предложенные алгоритмы. На примерах реально выполненных съемочных работ показана высокая достигнутая эффективность информационной поддержки.

**В Главе 6** приведено общее описание аэроэлектроразведочных зондиру-

ющих систем и комплексов ЕМ4Н и «Экватор» (Геотехнологии, Россия), основанных на использовании предложенных в данной работе методов и алгоритмов. При этом показана техническая реализация теоретических положений диссертационной работы в устройстве этих систем, указаны основные технические характеристики систем в целом и их отдельных элементов. Здесь же даны результаты практического их применения при решении различных геологических задач, показана высокая эффективность как в поисковом, так и производственном отношении.

## Глава 1 Аэроэлектроразведочные комплексы и пути повышения их эффективности

### 1.1 Общие принципы аэроэлектроразведочных измерений

В основе функционирования аэроэлектроразведочных систем лежит единый принцип возбуждения индуктивно наведенных вихревых токов в проводящих толщах зондируемой среды с последующим измерением магнитного поля, вызываемого этими наведенными токами. Рис. 1.1 весьма схематично иллюстрирует этот процесс.

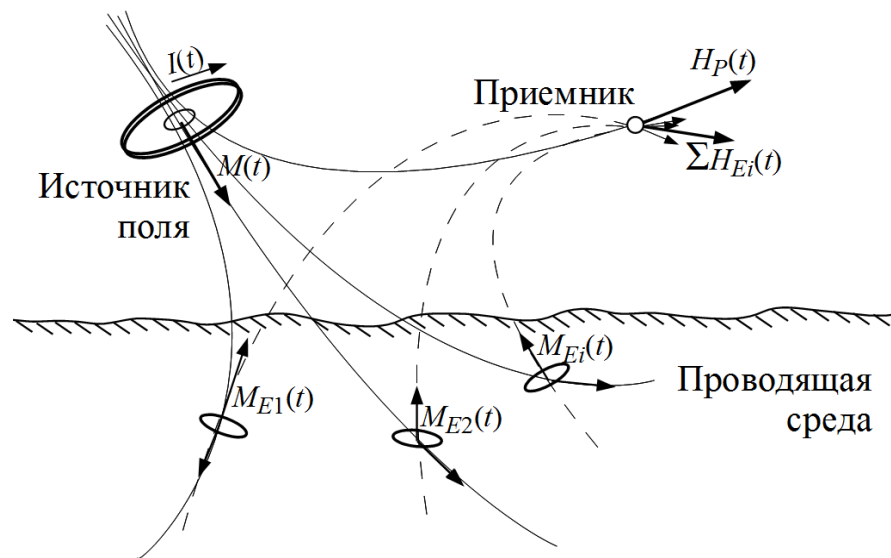


Рисунок 1.1. Аэроэлектроразведочные измерения

Для большинства зондирующих установок моделью источника поля можно считать магнитный диполь с переменной во времени величиной вектора магнитного момента. Таким источником в первом приближении является многовитковая плоская катушка индуктивности, питаемая переменным током. От времени ( $t$ ) вектор магнитного момента такого источника зависит как:

$$\mathbf{M}(t) = \mathbf{n} N S I(t) = \mathbf{n} M_0(t). \quad (1.1)$$

Здесь:  $S$  – площадь петли,  $N$  – количество витков,  $I(t)$  – ток в катушке,  $\mathbf{n}$  – единичный вектор нормали к плоскости катушки.

Направление и амплитуда вектора напряженности магнитного поля, возбуждаемого точечным индуктивным излучателем в произвольной точке пространства  $\mathbf{x}$ , не совпадающей с точкой его расположения, определяется пространственным положением этой точки, а изменение амплитуды вектора индукции поля во времени в квазистатическом приближении [20] повторяет изменение во времени силы тока в петлевом излучателе:

$$\mathbf{H}(t) = \mathbf{G}_p(\mathbf{x}, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t), \quad (1.2)$$

где:  $\mathbf{G}_p(\mathbf{x}, \mathbf{x}_T)$  – действительная матрица  $3 \times 3$ , зависящая от взаимного пространственного положения точки наблюдения  $\mathbf{x}$  и дипольного излучателя  $\mathbf{x}_T$ .

Результатом взаимодействия переменного магнитного поля с проводящей средой является возникновение в ней наведенных вихревых токов, а также других электромагнитных явлений. Структура этих процессов весьма сложным образом связана с физическими свойствами проводящей среды [4], однако в упрощенном приближении неполяризуемой немагнитной среды ограниченной электропроводности в рамках модели может быть представлена композицией наведенных вихревых токов, протекающих в многочисленных плоских замкнутых витках [54]. Отклик каждого такого витка на возбуждающее поле описывается классической сверткой «вход–выход» линейной пассивной  $LR$ -структуры. Магнитный момент каждого такого источника будет :

$$\mathbf{M}_{Si}(t) = \int_0^{\infty} \mathbf{G}_{Mi}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_T) h_i(\tau) \mathbf{M}(t - \tau) d\tau. \quad (1.3)$$

Здесь:  $\mathbf{G}_{Mi}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_T)$  – амплитудный коэффициент связи, действительная матрица  $3 \times 3$ ,  $\tilde{\mathbf{x}}_i$  – пара векторов, определяющая пространственное положение  $i$ -го вторичного источника композиции и угловую ориентацию его вектора дипольного магнитного момента,  $h_i(\tau)$  – скалярная функция импульсной характеристики.

Изменяющийся во времени вектор напряженности магнитного поля, воз-

буждаемого каждым таким вторичным источником, наблюдаемый в точке расположения приемника-измерителя, составит:

$$\mathbf{H}_{Si}(t) = \mathbf{G}_{Ri}(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_R) \mathbf{M}_{Ei}(t). \quad (1.4)$$

Здесь  $\mathbf{G}_{Ri}(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_R)$  – действительная матрица  $3 \times 3$ , зависящая от пространственного расположения  $i$ -го источника вторичного поля наведенных токов –  $\mathbf{x}_i$  и положения точки наблюдения  $\mathbf{x}_R$ .

Наряду с влиянием поля наведенных токов чувствительный, приемник непосредственно воспринимает и первичное возбуждающее поле. Его напряженность в точке измерения, согласно (1.2) будет:

$$\mathbf{H}_P(t) = \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t) \quad (1.5)$$

Здесь  $\mathbf{G}_P$  – вещественная матрица  $3 \times 3$ , которая определяется взаимным положением излучателя и приемника. Суммарное поле, являющееся суперпозицией первичного поля (1.5) и поля всей композиции вторичных источников (1.4) в точке расположения приемника, описывается выражением:

$$\mathbf{H}_\Sigma(t) = \sum_i \left\{ \mathbf{G}_{Ri}(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_R) \int_0^\infty h_i(\tau) \mathbf{G}_{Mi}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t-\tau) d\tau \right\} + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t). \quad (1.6)$$

Принимая во внимание, что  $h_i(\tau)$  – скалярная функция, а значение геометрического фактора  $\mathbf{G}_{Si}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = \mathbf{G}_{Ri}(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_R) \mathbf{G}_{Mi}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_T)$ , отражающего зависимость от расположения относительно приемной и возбуждающей систем, для каждого из витков композиции индивидуально, выражение (1.6) может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_\Sigma(t) &= \sum_i \left\{ \mathbf{G}_{Si}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \int_0^\infty h_i(\tau) \mathbf{M}(t-\tau) d\tau \right\} + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t) = \\ &= \int_0^\infty \mathbf{h}_\Sigma(\tau) \mathbf{M}(t-\tau) d\tau + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}(t). \end{aligned} \quad (1.7)$$

В приведенном выражении  $\mathbf{h}_\Sigma(\tau) = \sum_i \mathbf{G}_{Si}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) h_i(\tau)$  – матричная функция, совокупная кажущаяся импульсная характеристика влияния всей

композиции вторичных источников с учетом условий на момент наблюдения: пространственного положения источника поля  $\mathbf{x}_T$ , положения точки расположения приемника  $\mathbf{x}_R$ .

Важно заметить, что в соответствии с выражением (1.7) вследствие того, что проекции вектора  $\mathbf{H}_\Sigma(t)$  на различные направления в общем случае по-разному зависят от времени, направление вектора поля в точке наблюдения может изменяться даже при постоянстве и неподвижности относительно зондирующей системы всех вторичных источников зондируемой среды –  $\tilde{\mathbf{x}}_i$ .

К обеим частям равенства (1.7) можно применить преобразование Лапласа. Его результатом будет спектральное (частотное) представление процесса:

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega) &= \\ &= \sum_i \left\{ \mathbf{G}_{Si}(\tilde{\mathbf{x}}_i, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \check{W}_i(j\omega) \check{\mathbf{M}}(j\omega) \right\} + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \check{\mathbf{M}}(j\omega) = \\ &= \left[ \check{\mathbf{W}}_\Sigma(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega) \right] \check{\mathbf{M}}(j\omega) + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \check{\mathbf{M}}(j\omega). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Здесь  $\check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega)$  – частотный спектр поля в точке расположения приемника;  $\check{W}_i(j\omega)$  – частотная характеристика  $i$ -го вторичного источника, элемента зондируемой среды;  $\check{\mathbf{W}}_\Sigma(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega)$  (комплексная матрица  $3 \times 3$ ) – зависимость от частоты коэффициентов связи между вектором дипольного момента источника поля  $\check{\mathbf{M}}(j\omega)$  и вектором поля в точке расположения приемника.

Формулы (1.7) и (1.8) отражают классическое геофизическое представление о процессе зондирования с помощью индуктивной активной аэроэлектро-разведочной установки с контролируемым источником.

## 1.2 Геофизически значимая информация в аэроэлектроразведочных измерительных системах

### 1.2.1 Структура и форма геофизически значимой информации

Целью процесса зондирования методом индуктивной аэроэлектроразвед-



ки является получение информации о геологической структуре исследуемого разреза и определение электропроводности объектов ее составляющих. Входными данными являются полученные в измерениях параметры сигналов в зондирующей системе: значения напряжений и токов, а выходными – параметры геологического строения среды: глубины и мощности слоев, значения удельной электропроводности и т. п. В этом и заключается процесс геофизической интерпретации.

Здесь следует принять во внимание, что прямой и непосредственный переход от параметров сигналов к параметрам строения среды не представляется возможным. Собственно, этот переход являет собой принципиально некорректную обратную задачу геофизики, освещение методов решения которой выходит за рамки данной работы. Заметим только, что решению этой задачи посвящены усилия многих научных коллективов на протяжении уже многих десятилетий.

В этой связи важно обеспечить поэтапность в указанном процессе, позволяющую последовательно сокращать объем интерпретируемых данных, не снижая при этом их информативности. Применительно к аэроэлектроразведочным исследованиям первым этапом в последовательности преобразований является получение на основе данных зондирования таких параметров, которые бы зависели от свойств геоэлектрического разреза и не зависели бы непосредственно от каких-либо других факторов [63]. В отсутствие влияния проводящей среды в зоне действия возбуждающего поля эти параметры должны быть равны нулю и приобретать значимость при появлении такового.

В соответствии с формулами (1.7) и (1.8) информацию такого рода отчасти доставляют формы наблюдаемых в измерениях спектров или временных графиков поля отклика  $\mathbf{H}_S$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_S(t) &= \int_0^{\infty} \mathbf{h}_{\Sigma}(\tau) \mathbf{M}(t-\tau) d\tau; \\ \check{\mathbf{H}}_S(j\omega) &= \check{\mathbf{W}}_{\Sigma}(j\omega) \check{\mathbf{M}}(j\omega), \end{aligned} \tag{1.9}$$

Можно считать, что в результатах измерений содержится геофизически значимая информация, если удастся определить какие-либо фрагменты хотя бы одной из этих функций.

Если при этом в процессе измерений полагать известным поведение во времени вектора дипольного магнитного момента  $\mathbf{M}$ , то на основании (1.9) при значащих  $\mathbf{H}_S$  и  $\mathbf{M}$  могут быть вычислены и не зависящие от изменений величины дипольного момента параметры связи «источник поля→среда→приемник» в форме частотной  $\check{W}_\Sigma(j\omega)$  или импульсной  $\mathbf{h}_\Sigma(\tau)$  характеристик.

При условии постоянства или определенности условий зондирования (параметров взаимного расположения источника и приемника поля) массив данных, составленный из значений каждой из указанных характеристик в достаточно плотной сети пространственных точек наблюдения, теоретически представляет собой информацию, достаточную для решения обратной задачи определения структуры зондируемой среды. Традиционно именно эти данные являются предметом работы специалиста-геофизика, исходными для этапа геофизической интерпретации.

## 1.2.2 Информативность и полнота результатов зондирования

### *Частотное представление*

При существенном различии целей геофизических исследований, равно как и объектов поиска, условий зондирования, особенностей геологического строения, требования к форме, структуре и особенностям представления геофизически значимой информации для разных задач могут отличаться, несмотря на то, что принцип получения геофизически значимых параметров един и универсален, а параметры, определенные (1.9), соответствуют максимальной информационной полноте результатов зондирования. Различия в этих требованиях определяют класс аэроэлектроразведочной системы, возможность применения ее в

решении тех или иных геологических задач. Для оценки этих возможностей обратим внимание на форму спектра поля отклика.

В качестве примера рассмотрим отклик от плоского замкнутого проводящего витка, обладающего индуктивностью  $L$  и сопротивлением  $R$ . Пусть виток площадью  $S$  расположен в однородном монохромном переменном магнитном поле частоты  $\omega$ :  $H(t) = -H_0 \cos \omega t$  (в частотном представлении  $\check{H}_0(j\omega) = H_0$ ), силовые линии поля перпендикулярны плоскости витка. По закону Фарадея возникающая в контуре ЭДС:

$$E(t) = \mu_0 S \frac{\partial H(t)}{\partial t}; \quad E(j\omega) = j\omega \mu_0 S H_0 \quad (1.10)$$

приведет к появлению тока:

$$I(j\omega) = \mu_0 \check{H}_0 S \frac{j\omega}{R + j\omega L} = \frac{\mu_0 \check{H}_0 S}{R} \left( \frac{j\omega + \omega_{LR}^2 \tau}{1 + \omega^2 \tau_{LR}^2} \right). \quad (1.11)$$

Здесь  $\tau_{LR} = L/R$  – постоянная времени цепи  $LR$ -витка,  $\mu_0$  – масштабный коэффициент системы СИ (магнитная проницаемость вакуума).

Зависимость поля отклика от такого индуктивно-резистивного витка от частоты будет повторять спектр тока, то есть зависимость значений действительной и мнимой компонент от частоты при фиксированном значении параметров  $L$  и  $R$ . Форма этого спектра представлена на Рис. 1.2.

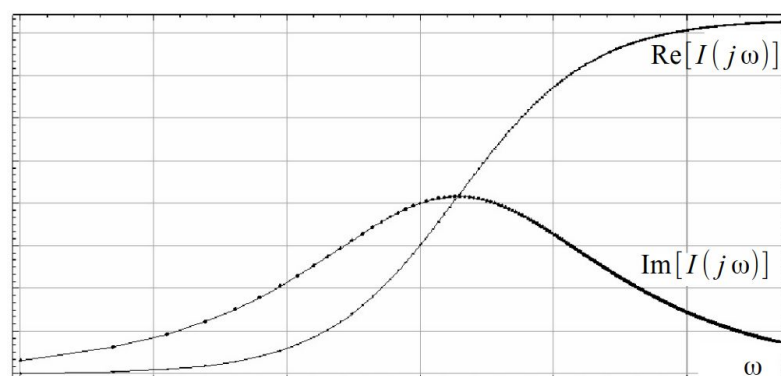


Рисунок 1.2. Отклик от индуктивно-резистивного витка (частотное представление)

Характерный максимум кривой зависимости мнимой компоненты от частоты соответствует значению  $\omega_{max} = 1/\tau_{LR}$ , где  $\tau_{LR}$  – постоянная времени витка. Формула (1.11), несмотря на простоту модели, во многом позволяет оценить требования к измерительным характеристикам аэроэлектроразведочных систем применительно к задаче зондирования сред с различной удельной электропроводностью.

Взаимодействие зондирующего поля с проводящей средой для всего диапазона частот хорошо описывает модель диффузии поля в проводящую среду [55]. Согласно этой модели толщина (мощность)  $\delta$  скин-слоя проникновения зондирующего поля в глубину зависит от частоты как:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \sigma \omega}}. \quad (1.12)$$

Именно различия в проникновении зондирующего поля в среду на разных частотах и определяют возможность исследования распределения электропроводности по глубине разреза.

Возможность исследования существенно глубинных слоев напрямую связана с наличием в спектре низких зондирующих частот. К сожалению, с позиций организации измерительного процесса именно эта часть диапазона доставляет наибольшее количество трудностей. В низкочастотной области с уменьшением частоты уменьшается не только амплитуда поля отклика (Рис. 1.2), но и напряжение на клеммах приемных рамок индукционного датчика – измерителя поля. Кроме того при малых значениях постоянной времени  $\tau$  (эти условия соответствуют зондированию геологической среды, сложенной слабо проводящими породами), в области существенно низких частот ( $\omega \ll \omega_{max}$ ) синфазная (действительная) компонента поля отклика теряет значимость на фоне измерительных шумов и помех. Согласно (1.11)

$$\operatorname{Re}(\check{H}(j\omega)) = \frac{\omega}{\omega_{max}} \operatorname{Im}(\check{H}(j\omega)), \quad (1.13)$$

в то время как и само значение мнимой компоненты при  $\omega \ll \omega_{max}$

$$\text{Im}(\check{H}(j\omega)) \approx \frac{\omega}{\omega_{max}} \text{Im}(\check{H}(j\omega_{max})).$$

Сходные сложности наблюдаются при измерениях на частотах, существенно превышающих  $\omega_{max}$ , поскольку:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} (\text{Im}(\check{H}(j\omega))) = 0; \quad \lim_{\omega \rightarrow \infty} (\text{Re}(\check{H}(j\omega))) = \mu_0 \frac{H_0 S}{L} \sim H_0 d, \quad (1.14)$$

где  $d$  – диаметр витка. Из (1.14) следует, что при экстремально высоких частотах зависимость компонент поля отклика от частоты вырождается. Квадратурная компонента близка к нулю, синфазная – к постоянному значению, не зависящему от величины сопротивления  $R$ . Взаимодействие поля со средой принимает характер идеального отражения. Результаты измерений теряют зависимость от структуры геоэлектрического разреза.

В самом общем первом приближении форма кривых, представленных на Рис. 1.2, характерна и для реальных геоэлектрических разрезов (Рис. 1.3), поскольку вся зондируемая среда без учета поляризуемости как бы составлена из множества различных индуктивно-резистивных витков, подобных рассмотренному, с самыми разными значениями  $R$  и  $\tau_{LR}$  (см. (1.8)), [54]).

В свете этого информацию о геоэлектрических параметрах и структуре исследуемой среды доставляет исследование формы характеристик связи «источник → среда → приемник», как для частотного, так и для временного представления.

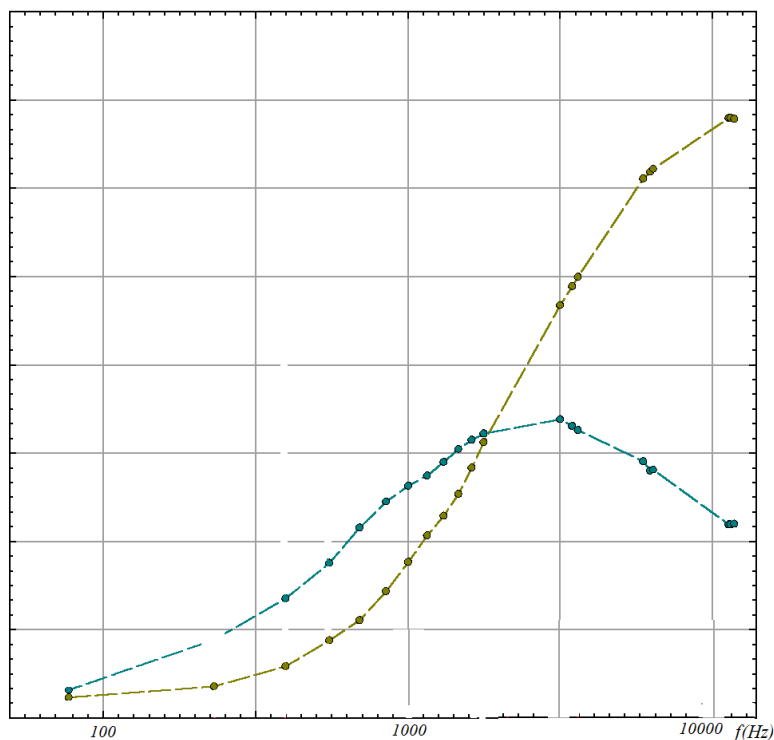


Рисунок 1.3. Спектр поля отклика реального геоэлектрического разреза:

Важно отметить, с учетом ограничений, неизбежных при технической реализации, в результатах зондирования удастся выделить лишь фрагменты форм, представленных в (1.9). Информативность же получаемой геофизически значимой информации определяется степенью и характером этой фрагментарности.

Основу для выбора формы представления данных зондирования составляют представления о целях проведения геофизических исследований, диапазоне возможных геоэлектрических условий и свойствах электропроводности различных горных пород [22]. Принимается во внимание также опыт практического применения различных аэроэлектроразведочных систем, традиции в использовании различных методических подходов к интерпретации полученной информации и т. п.

Эффективность использования получаемой при зондировании геофизически значимой информации той или иной степени фрагментарности в отношении оценки параметров строения геоэлектрических разрезов для различных гео-

логических задач различна. Она определяется как самой задачей, так и физическими свойствами геоэлектрического разреза: его структурой и электропроводностью слагающих пород.

Так, глубинность зондирования, определяется в частотном представлении (согласно (1.12)) наличием в спектре существенно низких зондирующих частот (при условии различимости на фоне помех). Детальность определения структуры разреза – общей шириотой диапазона зондирующих частот и характером их распределения по этому диапазону. Общая чувствительность – от степени подавления первичного поля в результатах измерений и глубиной подавления влияния различных возмущающих факторов.

Поскольку диапазон возможных значений кажущейся постоянной времени среды  $\tau_{LR}$  для сред различной электропроводности может изменяться в широких пределах [54], с точки зрения возможности исследования геоэлектрических разрезов различных типов важно, чтобы общий диапазон зондирующих частот был достаточно широк, а для достоверной и содержательной интерпретации результатов зондирования необходимо, чтобы частотная структура спектра зондирующего поля  $\check{M}(j\omega_i)$  содержала необходимый набор спектральных составляющих. При этом важное значение имеют и общая широта охватываемой области частот, и детальность спектра – число зондирующих частот и характер их распределения по диапазону.

Для аэроэлектроразведочных измерений характерно логнормальное распределение параметров как по шкале физических характеристик, так и по шкале частот [26]: примерно одинаковое количество содержательной, с точки зрения геофизической интерпретации, информации приходится на интервалы 10–20 Гц и 10–20 кГц частотного диапазона. В связи с этим наиболее привлекательным будет установить распределение зондирующих частот равномерно по логарифмической шкале, а с учетом характера зависимости амплитуды отклика от частоты – установить спектр зондирующего поля в форме суммы логарифмиче-

ски распределенных гармоник:

$$M_{\Sigma}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{M_0}{n^k} \cos(n^k \omega_0 t). \quad (1.15)$$

К сожалению техническая реализация такого спектра – очень сложная задача.

Теперь остается определить, какой же диапазон частот зондирования считать актуальным и как выбрать соответствующие значения параметров. Выбор диапазона и структуры спектра зондирующих частот определяется геофизическими задачами зондирования: для существенно проводящих разрезов требуется насыщение спектра низкими частотами, для слабо проводящих – высокими.

Опыт многочисленных работ показывает, что использование частот в диапазоне 10 Гц–30 кГц позволяет надежно и достоверно интерпретировать результаты измерений, получаемые как на существенно изолирующих разрезах (до десятков тысяч Ом·м), так и на существенно проводящих (от долей Ом·м).

#### *Временное представление*

Хотя наблюдаемые в измерениях частотная и импульсная характеристики однозначно связаны между собой, методы интерпретации геофизически значимой информации в частотном и временном представлении отличаются. В этой связи следует обратить внимание на эффективность анализа формы переходной характеристики при поисках локальных проводящих объектов.

Пусть в зоне действия поля зондирующей системы располагаются два объекта в виде замкнутых колец, имеющих разные значения постоянной времени. Пусть хорошо проводящее  $LR$ -кольцо, имеющее большое значение постоянной времени ( $\tau_1^{LR}$ ), располагается на значительной глубине, дальше от измерительной установки, а слабо проводящее, имеющее малое значение постоянной времени ( $\tau_2^{LR}$ ) – ближе. Отклик от каждого из этих вторичных источников, регистрируемый в точке приема, будет определяться полем источника зондирующей системы и геометрическими факторами  $\mathbf{G}_{S1}$  для первого и  $\mathbf{G}_{S2}$  – для вто-



рого (согласно (1.6)). Влияние близкого объекта в целом больше, чем дальнего, однако характер изменения отклика во времени различен. При зондировании полем, изменение которого во времени представляет собой единичную функцию:

$$M(t) = \begin{cases} M_0 & : t < 0 \\ 0 & : t \geq 0, \end{cases} \quad (1.16)$$

регистрируемое приемником поле, возбуждаемое вихревым током (вторичным источником) при  $t > 0$  описывается выражением:

$$H_i(t) = \exp(-t/\tau_i^{LR}) \mathbf{G}_{Si} M_0, \quad t > 0, \quad i = 1, 2. \quad (1.17)$$

Изменение во времени величины отношения амплитуд поля отклика от поверхностного и глубокого объектов составит:

$$r(t) = \frac{|H_2(t)|}{|H_1(t)|} = \frac{|\mathbf{G}_{S2} M_0|}{|\mathbf{G}_{S1} M_0|} \exp \left[ -t \frac{\tau_1^{LR} - \tau_2^{LR}}{\tau_1^{LR} \tau_2^{LR}} \right]. \quad (1.18)$$

Эту величину можно считать степенью маскирующего влияния поверхностного объекта применительно к задаче поиска глубинного проводника. Непосредственно после выключения поля, когда  $t \ll \tau_2 \ll \tau_1$ , значение  $r(t)$  определяется исключительно соотношением геометрических факторов (преобладает влияние верхнего проводника). С течением времени значение  $r(t)$  экспоненциально убывает, влияние поверхностного объекта со временем спада отклика как бы «размывается» [54]. Остается только выбрать интервал времени, по истечении которого проверить: превышает ли поле отклика «контрольное» значение, что и будет свидетельствовать о наличии низкоомного объекта в зоне зондирования.

Благодаря очевидной простоте приведенного принципа поиска проводящих объектов анализ геофизически значимой информации в форме переходной характеристики является доминирующим в современной рудной геофизике. Он особенно эффективен при поисках мощных хорошо проводящих рудных тел в

изолирующих вмещающих породах под слоем хотя и слабо, но все же проводящих поверхностных отложений. Применительно к этой задаче информацию о геоэлектрическом строении слабо проводящих поверхностных объектов можно считать второстепенной, обусловленное ими влияние принято даже называть «геологической помехой» [63].

Принимая во внимание, что сумма откликов вида (1.17) от всей совокупности проводников структуры геоэлектрического разреза представляет собой сумму убывающих экспонент с различными постоянными времени, общим свойством переходной характеристики (без учета поляризуемости среды) можно считать монотонно убывающий характер. Это означает, что для исследований слабо проводящих структур (малые значения постоянной времени) переходная характеристика должна быть детально исследована на коротком интервале времени непосредственно после выключения поля, а для существенно проводящих – на поздних временах спада. Для интерпретации детальность определения формы кривой не обязательно должна быть одинаковой на всем протяжении кривой спада, высокую детальность необходимо обеспечить только на начальном отрезке.

Очень важно отметить следующее обстоятельство. Если полученная в процессе зондирования фрагментарно представленная частотная характеристика для того или иного разреза оказывается неинформативной, столь же неинформативной будет и соответствующая ей переходная характеристика, и наоборот. Что же касается выбора типа представления геофизически значимых данных при интерпретации, то, как уже упоминалось, поиск локальных проводящих тел в слабо проводящих вмещающих породах традиционно выполняется на основе временного представления, исследование структуры слабопроводящих приповерхностных элементов строения геоэлектрического разреза – на основе частотного [28]. В общем объеме возможных свойств зондируемой среды и задач исследований перспективным оказывается использование обеих

форм представления.

Важной характеристикой получаемой при зондировании информации является ее полнота, зависящая от характера фрагментарности в полученных данных. Так, при временном представлении данных зондирования по методу переходных процессов вследствие ограниченности частотного диапазона приемной системы неизбежно оказываются отброшенными высокочастотные компоненты спектра поля отклика и, соответственно, отброшен короткий временной интервал в кривой спада, непосредственно после выключения возбуждающего поля. При частотном же представлении зачастую не удается отделить действительную компоненту поля отклика от первичного, и ее просто отбрасывают. Будем считать информацию, получаемую при зондировании, полной, если в процессе обработки никакие фрагменты в результатах измерений не были исключены.

Для процесса интерпретации данных, составляющих результаты зондирования, необходимо обязательно учитывать параметры, определяющие условия процесса. Так, важно не только качественно измерить поле отклика, но и точно определить обстоятельства, при которых этот отклик получен. Эту информацию о процессе зондирования принято считать дополнительной. Традиционно к дополнительным параметрам относят географические координаты точки зондирования и высоту зондирующей установки над поверхностью земли. Не столь традиционными, но не менее важными являются геометрические параметры углового и пространственного расположения приемной системы относительно источника поля, а также параметры их угловой ориентации относительно горизонта и плоскости меридиана. Для получения данных, составляющих набор дополнительных параметров, используются различные датчики и системы: радиовысотомеры, ГНСС-приемники, гироскопы и оптические системы и т. п.

### **1.3 Искажающие факторы и ограничения полноты геофизически значимых данных при аэроэлектроразведочных измерениях**

На работу аэроэлектроразведочной измерительной системы оказывают влияние различные возмущения, возникающие при возбуждении зондирующего поля и его измерении. К ним относятся шумы и помехи, а также внутренние искажающие факторы [63]:

1) Искажения общего характера:

- тепловой шум датчиков и электронных устройств приемной и возбуждающей систем;
- помеха, вызванная вибрациями приемной системы в постоянном магнитном поле земли;
- искажения, обусловленные неидеальностью измерительных преобразований в зондирующей системе, изменениями характеристик устройств преобразования сигналов во времени вследствие дрейфа параметров отдельных элементов аппаратуры.

2) Искажения при возбуждении поля:

- появление вторичных источников поля, обусловленных вихревыми токами в электропроводящих элементах несущей конструкции возбуждающей системы.

3) Искажения при неконтролируемых изменениях условий зондирования:

- неконтролируемое непосредственное влияние первичного возбуждающего поля на чувствительные рамки приемной системы
- неконтролируемое изменение пространственного расположения приемной и передающей систем друг относительно друга и всей измерительной установки относительно земли. Явление получило даже специальное название – «геометрический шум» [63].

4) Влияние эфира:

- помехи, обусловленные влиянием техногенных объектов (линий элек-

тропередач и других технических систем), а также естественного электромагнитного поля Земли и ионосферы, влияние дальних и ближних гроз.

Даже в современной литературе по аэроэлектроразведочным системам с точки зрения оценки степени искажений не делается существенных различий между влиянием шумов, помех и влияния изменчивости измерительных характеристик самой аппаратуры. Между тем, принципиальная разница между ними заключается в том, что влияние шумов и помех эфира носит случайный характер, принципиально неотвратимо и зависит только от устройства датчиков и других технических элементов. Влияние же прочих искажающих факторов обусловлено физическими процессами, теоретически поддающимися контролю. В приведенном списке к неконтролируемым влияниям безоговорочно могут быть отнесены только тепловые шумы, помехи реального эфира и – лишь в некоторой степени – влияние вибраций на работу приемной системы. Остальные влияния могут быть скорректированы при условии контроля параметров вызывающих их процессов.

## **1.4 Классификация аэроэлектроразведочных зондирующих систем**

### **1.4.1 Частотные и временные системы**

По форме представления геофизически значимой информации аэроэлектроразведочные зондирующие системы принято делить на частотные, для которых формой представления является частотная характеристика (или ее фрагмент), и временные, для которых формой представления является переходная характеристика (или ее фрагмент) [69].

Исторически частотные системы появились раньше. Возбуждающее поле в этих установках создавалось одним или несколькими генераторами тока синусоидальной формы на различных частотах. Их еще называют системами с не-

прерывным возбуждением. По мере технического совершенствования методов аэроэлектроразведки количество частот в спектре зондирующего поля от одной – двух изначально, увеличивалось до четырех – восьми, но и сегодня обычно невелико. Предпочтение отдается общей широте частотного диапазона. Форма изменения зондирующего поля во времени с увеличением числа частот усложняется, в некоторых системах она даже является импульсной.

Здесь важно, что определяющей характеристикой принадлежности системы к классу частотных или временных является форма представления геофизически значимой информации, но не форма изменения зондирующего поля во времени или способ его возбуждения.

Для традиционных систем с временным представлением геофизически значимой информации характерно импульсное возбуждение поля с последующим наблюдением кривой спада во времени. Эти системы, как правило, отличаются низкой частотой следования зондирующих импульсов и значительной амплитудой магнитного момента, поскольку общая энергия импульса распределяется по большому количеству гармонических компонент спектра.

Поскольку получаемая при зондировании частотная и импульсная характеристики связаны между собой прямым и обратным преобразованием Фурье, а также учитывая, что любой периодический сигнал может быть представлен конечной или бесконечной суммой гармонических компонент, теоретически возможен и существует класс гибридных систем с двойной формой представления геофизически значимой информации – в виде как импульсной, так и частотной характеристик [68], [63], [7]. Следует, однако, заметить, что класс этот крайне немногочислен ввиду сложности технической реализации систем на этом принципе.

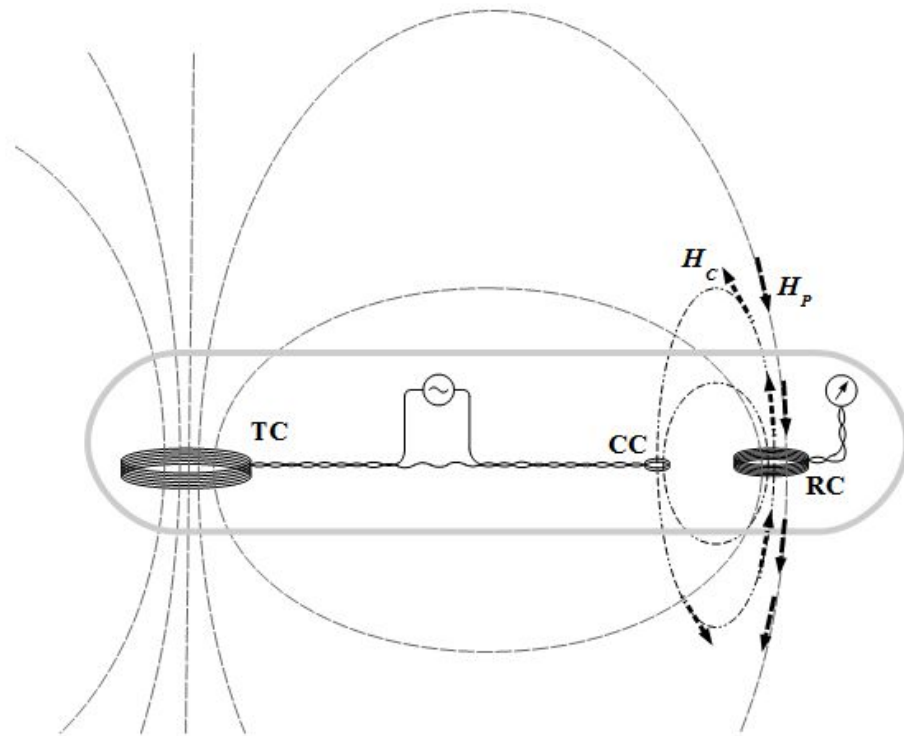
#### **1.4.2 Жесткие, сосредоточенные и разнесенные системы**

Основные различия в конструктивном исполнении и общем устройстве

аэроэлектроразведочных зондирующих систем обусловлены различием методов выделения геофизически значимой информации из совокупности влияний на датчик приемной системы поля на фоне непосредственно воздействующего поля возбуждающей системы. По этому принципу известные на сегодняшний день установки могут быть отнесены к:

- жестким, у которых источник поля и приемник жестко скреплены друг с другом единой механической конструкцией, теоретически не меняют своего взаимного положения и ориентации;
- сосредоточенным, у которых источник поля и приемник находятся в непосредственной близости друг от друга, но не обязательно связаны единой жесткой конструкцией; отклик в таких системах обычно наблюдается в паузах между зондирующими импульсами;
- разнесенным, у которых источник поля и приемник пространственно разнесены на значительное расстояние и перемещаются друг относительно друга, связанные лишь гибким тросом.

В жестких системах используется принцип подавления непосредственного влияния первичного поля на аппаратном уровне. Подавление влияния первичного поля на приемную систему осуществляется путем механической стабилизации взаимного положения приемной и возбуждающей систем. Если конструкцию всей системы полагать жесткой, то дипольный излучатель и приемник можно расположить на некотором удалении друг от друга, разместив в непосредственной близости от приемника небольшой дополнительный излучатель, питаемый током основного зондирующего, но при этом имеющий существенно меньший дипольный момент и противоположное направление поля в точке приема (Рис. 1.4).



*Рисунок 1.4. Аппаратное подавление первичного поля с помощью дополнительного диполя (жесткая система)*

На рисунке: ТС – катушка диполя излучателя зондирующего поля; РС – катушка индукционного датчика приемной системы; СС – катушка диполя-компенсатора;  $H_p$  – первичное поле;  $H_c$  – компенсирующее поле.



Параметры дополнительного излучателя можно подобрать так, чтобы в максимальной степени скомпенсировать поле основного излучателя. Оставшаяся незначительную по амплитуде часть, неизменную в предположении стабильности геометрических параметров, после калибровок можно просто вычесть из результатов измерений.

Необходимость компенсации первичного поля в рассмотренной системе связана, главным образом, с близостью приемника к источнику поля. Для приведения в действие указанного метода компенсации необходимо обеспечить геометрическую (механическую) стабильность всей зондирующей установки, сделать ее действительно жесткой. Опыт, однако, показал, что сделать достаточ-



но жесткой несущую конструкцию значительного размера не удастся. При деформациях первичное поле существенно расходится с компенсирующим, разрушая главный принцип компенсации. Динамический диапазон измерительной системы приемника, определяемый отношением амплитуд поля отклика к первичному, становится настолько большим, что приближается к границам возможного для технической реализации. Так для зондирующей системы RESOLVE (Fugro, Канада) соотношение амплитуд составляет порядка  $10^{-6}$ .

Принцип жесткой компенсации использован в системах: RESOLVE (Fugro, Канада), Geotrex-DigHEM (CGG, Канада), отчасти также в сосредоточенной системе VTEM (Geotech, Канада).

Рассмотренный способ может быть применен в несколько измененном виде: компенсируется не первичное поле, а часть ЭДС, создаваемой потоком вектора поля на индукционных рамках приемной системы. Рамка конструктивно разбивается на две последовательно (или параллельно) соединенные с противоположно направленным вектором дипольного момента. Точка размещения дополнительной катушки выбирается в непосредственной близости к диполь-излучателю возбуждающей системы с тем расчетом, чтобы ЭДС, ею создаваемая, компенсировала ЭДС основной части приемной рамки, обусловленную непосредственным влиянием первичного поля. Схема функционирования такой системы получится из Рис. 1.4, если на нем поменять местами источник тока зондирующего диполя  и регистратор сигналов индукционного датчика . Этот принцип компенсации использован в зондирующих системах комплексов AeroTEM (Aeroquest, Канада), и SkyTEM (SkyTEM, Канада-Дания).

Степень полноты и информативности данных зондирования для «жестких систем», определяется именно их механической стабильностью на техническом уровне. Достаточно «жесткой» можно сделать лишь систему ограниченного размера. Соответственно, небольшой диаметр будет иметь и катушка диполь-излучателя зондирующего поля.

Сложность в устройстве жестких систем связана с невозможностью достижения высоких значений магнитного момента диполей-излучателей. Дипольный магнитный момент катушки определяется как  $M = \frac{\pi}{4} d^2 N I$  (где  $d$  – диаметр;  $N$  – число витков,  $I$  – амплитуда тока). При компактных габаритах индуктивный дипольный излучатель с достаточным для выполнения зондирования дипольным магнитным моментом можно сделать только многovitковым. Индуктивность катушки такого излучателя, равная  $L = k d N^2$  ( $k$  – масштабный коэффициент, зависящий от формы), растет квадратично с числом витков. Это приводит к тому, что даже при не очень высоких частотах возбуждения напряжение на концах катушки становится опасным в эксплуатационном отношении. Увеличение же диаметра с одновременным уменьшением числа витков неизбежно приводит к появлению зависимости результатов измерений от деформаций конструкции, что практически разрушает стройную «жесткую» концепцию процесса измерений.

Жесткие частотные системы относительно компактны, спектр зондирующего поля обычно располагается в области средних частот, дипольный момент, как правило, невелик (составляет порядка  $1000 \text{ Ам}^2$ ). Глубинность зондирования для большинства геоэлектрических разрезов не превышает двух–трех десятков метров.

Жесткие системы могут работать и по принципу наблюдения переходного процесса в паузе между импульсами. В этом случае размер установки не принципиален, так как предполагается, что первичное поле при наблюдении переходного процесса отсутствует. По такому принципу выполнены зондирующие системы комплексов «AeroTEM» (Aeroquest, Канада) и «SkyTEM» (SkyTEM, Канада-Дания), ИмпульсАэро (Россия). Жесткая связь приемной и возбуждающей систем в этом случае несколько уменьшает вариативность первичного поля в точке приема, соответственно улучшаются показатели стабильности

измерений.

Сосредоточенные и разнесенные системы в принципе могут быть отнесены к одному классу систем «с нежесткой» геометрией. Однако целесообразно их все же различать, определяя, как разнесенные, установки с таким расстоянием между источником и приемником, при котором в точке приема первичное поле можно полагать имеющим дипольный характер.

Следует заметить, что поскольку при технической реализации невозможно построить ни абсолютно «жесткую» систему, ни систему, обеспечивающую абсолютную «тишину» между зондирующими импульсами, то, выбирая для реализации ту или иную схему из числа представленных, разработчик фактически определяет лишь в плену каких иллюзий он будет находиться, пытаясь эту схему реализовать. Так, многие системы, построенные по «чисто» жесткой схеме или «чисто» на принципах метода переходных процессов, оказались малоэффективными именно по причине недооценки несоответствия выбранного базового принципа требованиям реальности.

Представление же о разнесенных частотных системах, как о малоперспективных, столь же иллюзорно и отвечает только очень поверхностному их рассмотрению, но все же из всех представленных именно для разнесенных частотных систем задача получения во всей полноте достоверной геофизически значимой информации на фоне непредсказуемо изменяющегося по величине и направлению первичного поля представляется наиболее сложной.

## **1.5 Калибровка зондирующих систем**

Вне зависимости от типа зондирующей установки и свойств ее измерительной системы в общей совокупности операций, составляющих аэроэлектро-разведочную технологию, важное место занимает набор и последовательность процедур калибровки, необходимых для решения следующих задач:

- Уточнение значений масштабных коэффициентов различных преобразо-

ваний в структуре измерительных устройств зондирующей системы.

- Определение параметров искажений, обусловленных неизбежным влиянием несовершенства отдельных элементов измерительной системы на аппаратном уровне.
- Определение параметров искажений, обусловленных влиянием факторов, внешних по отношению к работе зондирующей системы.

Состав и последовательность калибровочных процедур безусловно индивидуальны для каждой конкретной зондирующей системы. Индивидуальны и критерии и методы решения вышеперечисленных задач. Следует только заметить, что именно по результатам калибровок принято судить о предполагаемой точности и достоверности результатов зондирования. Традиционно качество функционирования для всех аэроэлектроразведочных систем обычно оценивают по двум критериям: отсутствию «полезного сигнала» при работе на большой высоте (в отсутствие поля отклика) и адекватности геофизической интерпретации получаемой информации зондирования при априори известном строении контрольного геоэлектрического разреза. Дополнительно по серии выполненных контрольных маршрутов определяется интервал времени между процедурами калибровки, достаточный для обеспечения достоверности измерений.

## **1.6 Эффективность аэроэлектроразведочных зондирующих систем и технологий**

Эффективность применения той или иной аэроэлектроразведочной зондирующей системы, комплекса определяется не только особенностями и качеством электромагнитного зондирования, но и, в не меньшей степени, общими принципами единой производственной технологии, объединяющей:

- управление аэросъемочным процессом;
- измерение информации на борту летательного аппарата-носителя;

- контроль и регистрацию измерительной информации;
- вычислительную обработку полученной информации;
- интерпретацию полученных результатов.

Основной подход к организации аэрогеофизических работ исторически основан на многолетних традициях геофизического картирования и в общих чертах хорошо описывается простой формулой: произвести измерения необходимых параметров физических процессов в точках с заданными географическими координатами, полученные результаты представить в виде параметров, отражающих геологическое строение исследуемой территории, а их распределение по исследуемой территории – в виде карт и разрезов [63]. Процесс интерпретации, завершающий технологию, позволяет на их основе перейти к пониманию особенностей геологического строения и поисковых перспектив в отношении тех или иных видов полезных ископаемых.

В соответствии с этой постановкой структура большинства бортовых аэрогеофизических комплексов в настоящее время представлена следующими компонентами:

- Набор средств геофизических измерений, представляющих собой необходимые датчики – источники геофизической информации. В качестве одного из компонентов в их число входит и аэроэлектроразведочная зондирующая система.
- Система управления аэросъемочным процессом, обеспечивающая необходимую навигационную поддержку – средства глобального позиционирования, высотомеры, датчики курса и т. п., программное обеспечение для решения штурманских задач, навигационно-пилотажные индикаторы, средства управления полетным заданием.
- Система комплексной регистрации геофизической и навигационной информации, контроля и визуализации.

До конца прошлого века такое разделение было вполне строгим, указан-

ные системы были четко индивидуализированы на аппаратном уровне. Сегодня же функции навигационного обеспечения, управления полетом, комплексной регистрации, визуализации и автоматического контроля, а также управления работой геофизических приборов зачастую объединяются в структуре единой бортовой информационно-управляющей вычислительной системы. В результате в аппаратном плане контуры структуры бортового комплекса несколько размываются, однако в информационном плане она традиционно сохраняется.

За годы истории развития аэроэлектроразведочных методов создано несколько десятков различных типов зондирующих систем и комплексов. Несмотря на общее единство базовых принципов далеко не все они нашли свое применение в арсенале современных технологий. За эти годы существенно менялись цели исследований, приоритеты поисковых задач и связанные с ними подходы к оценке эффективности, однако неизменно важными составляющими были и остаются следующие:

- Поисковая эффективность. Степень полноты и геофизической значимости информации, получаемой в результате зондирования. Глубинность и детальность зондирования, пригодность получаемых данных для геолого-геофизической интерпретации при решении тех или иных конкретных картировочных и поисковых задач, степень универсальности получаемой информации применительно к различным задачам и условиям поиска.
- Производственная эффективность. Технологичность, удобство и простота использования, оперативность подготовки к работе, полнота использования летного времени, надежность, помехозащищенность, способность работать в широком диапазоне условий аэросъемочного полета (в горных районах, при боковом ветре, в условиях болтанки т.п.).

### **1.6.1 Поисковая эффективность**

Поисковая эффективность аэроэлектроразведочной системы определяется

многими факторами: точностью, стабильностью измерений, мощностью источника зондирующего поля и т. п., однако в первую очередь – полнотой и информативностью получаемых данных. Точнее даже будет сказать, что поисковая эффективность той или иной системы (комплекса, технологии) определяется совокупностью возможных способов интерпретации получаемой информации, способностью получения с ее помощью геологической информации, отвечающей целям исследований. При оценке поисковой эффективности для конкретной системы целесообразно рассматривать ее результативность, оценивая именно широту охвата ею различных геофизических задач.

Как показано выше, форма и структура геофизически значимой информации, регистрируемой аэроэлектроразведочной измерительной системой, так или иначе ограничена, степень полноты у разных систем различна. Эти ограничения и определяют в конечном счете специфику их использования, диапазон поисковых возможностей. Общий же спектр задач аэрогеофизических исследований очень широк: структурно-геологическое картирование, исследование мощности рыхлых отложений, поиск месторождений различных полезных ископаемых, инженерные и гидрогеологические исследования, батиметрия на пресных и морских акваториях и многое другое. При использовании аэроэлектроразведочной системы в структуре аппаратурных средств аэрогеофизического производственного предприятия предпочтение отдается универсальным системам, способным работать в различных геологических условиях – от ярко выраженных проводников до ярко выраженных изоляторов – с сохранением информативности геофизически значимой информации во всем этом диапазоне.

Важным показателем поисковой эффективности является степень полноты, точности и детальности определения формы частотной характеристики для частотных систем и импульсной (переходной) характеристики – для временных. При решении поисковых задач предпочтение обычно отдается временным системам, а при решении картировочных – частотным [28].

Поскольку основным направлением повышения поисковой эффективности аэроэлектроразведочного комплекса является применение зондирующих систем с наиболее полным представлением геофизически значимой информации в зависимости от геологической задачи в форме частотной или импульсной характеристик, особо перспективным в смысле поисковой эффективности представляется применение зондирующих систем с комбинированным представлением результатов – как в частотной, так и во временной формах. Это существенно расширяет спектр возможного применения различных методов интерпретации результатов зондирования.

Как указано выше, информативность результатов аэроэлектроразведочных измерений определяется спектром зондирующих частот, диапазоном, полнотой и детальностью регистрируемой частотной характеристики – количеством значимых частот и их распределением по диапазону, точность – степенью подавления влияния искажающих факторов и детальностью дополнительной информации об условиях зондирования.

### **1.6.2 Производственная эффективность**

Производственная эффективность аэроэлектроразведочного комплекса (и аэрогеофизической технологии в целом) складывается из показателей удобства и простоты использования, технической надежности комплекса, а главным образом, из количественного выражения материальных затрат, необходимых для выполнения съемки на той или иной территории. Существенное влияние на показатели производственной эффективности оказывает способность комплекса успешно работать в сложных географических и метеорологических условиях. Даже самая лучшая, в смысле поисковой эффективности, система окажется неэффективной в производственном плане, если, например, не сможет обеспечить необходимый для зондирования режим полета в горном районе.

Основным показателем производственной эффективности аэроэлектро-



разведочного комплекса является расчетная производительность съемки – количество кондиционно покрытых сетью измерений погонных километров, приходящихся на один час летного времени с учетом всех непроизводительных затрат (калибровок, контрольно-настроечных операций, подлетов, переходов с маршрута на маршрут и т.п.).

Не менее важным показателем производственной эффективности аэроэлектроразведочных комплексов является расчетная продолжительность подготовительных операций – развертывание комплекса, предварительные настройки, тестовые полеты и т. п. Календарное время – тоже ценный ресурс.

Немаловажным фактором, определяющим производственную эффективность, является степень автоматизации работы аэрогеофизического комплекса, поскольку, как правило, значительная часть непроизводительных затрат летного времени связана с ошибками в работе пилотов и бортоператоров.

Следует отметить важность комплексного подхода. Различные пути общего повышения эффективности связаны между собой. Показатели поисковой эффективности определяют не только качество геофизически значимой информации, но и общую целесообразность выполненных работ, показатели производственной эффективности зачастую оказываются связанными с качеством получаемой информации в сложных географических условиях. В единстве этой взаимосвязи приемы, характерные для теории управления, неожиданным образом оказываются эффективными не только при организации навигационной поддержки съемочных работ, но и при обработке и интерпретации данных зондирования [19].

## **Выводы по Главе 1**

В данной главе рассмотрены общие принципы функционирования аэроэлектроразведочных систем, показаны возможности и ограничения методов зондирования в части получения информации, значимой для исследования фи-

зических свойств и строения геоэлектрического разреза, взаимосвязь параметров зондирующего поля и формы представления данных с методами интерпретации получаемой информации. Дано представление об особенностях технической реализации зондирующих систем различных типов, показана принципиальная сложность, связанная с необходимостью преодоления непосредственного влияния первичного зондирующего поля на приемную систему и рассмотрены методы преодоления ее преодоления. Приведены критерии оценки эффективности аэроэлектроразведочных систем как в смысле результативности, так и в смысле экономической целесообразности.

Для дальнейшего рассмотрения данной работы на основе изложенного материала обоснован выбор совокупности взаимосвязанных требований, соответствующих оптимальному решению задачи обеспечения эффективности аэроэлектроразведочных технологий. Эти требования сформулированы как частные технические задачи:

1) Для снижения непроизводительных затрат летного времени и повышения показателей производственной эффективности обеспечить точность и долговременную стабильность измерительных преобразований, достаточную для исключения необходимости многократного выполнения процедур калибровки в продолжение аэросъемочного полета.

2) Для повышения поисковой эффективности аэроэлектроразведочной технологии в целом обеспечить максимальную полноту информации, получаемой при зондировании, а также возможность ее интерпретации как в частотной, так и во временной формах представления, расширив, тем самым, спектр геофизических задач и условий применения зондирующих систем.

3) Для обеспечения полноты дополнительной информации, повышающей качество геофизической интерпретации и поисковую эффективность аэроэлектроразведочной технологии в целом, дополнить структуру зонди-

рующей системы средствами, реализующими контроль изменчивости геометрических параметров условий зондирования.

4) Для повышения производственной эффективности, а также повышения точности компенсации первичного поля в результатах зондирования и дополнительного повышения поисковой эффективности обеспечить минимизацию затрат летного времени на выполнение процедур калибровки.

5) Обеспечить минимизацию затрат летного времени за счет использования алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов работы аэросъемочного комплекса.

Решение приведенных выше задач наиболее органично достигается в принципиально наиболее сложной для технической реализации структуре установки – разнесенной. Для этого класса систем решение указанных задач наиболее актуально, но и одновременно наиболее сложно.

Доказательству состоятельности и успешности применения указанных принципов разработки аэроэлектроразведочных систем посвящено дальнейшее изложение всей данной работы.

## **Глава 2    Стабилизация параметров измерительных преобразований в аэроэлектроразведочных системах, метод и алгоритм адаптивной коррекции**

### **2.1 Измерительные преобразования в аэроэлектроразведочных зондирующих системах**

В решении задач аэроэлектроразведки измерительные преобразования и обработка сигналов играют основополагающую роль. От того, насколько точно и корректно регистрируемая на борту измерительная информация пересчитывается в параметры измеряемого поля, а затем и в геофизически значимые параметры, зависит полнота и качество решения всей задачи электромагнитного зондирования, и, как следствие, спектр возможностей вычислительной обработки, диапазон условий применения и спектр доступных для решения геолого-геофизических задач. Качество измерительных преобразований в зондирующей системе определяет такие важные параметры, как глубинность зондирования, разрешающая способность по латерали, структуре и физическим свойствам геоэлектрического разреза, быстродействие и, соответственно, диапазон возможных скоростей движения измерительной установки и т. д.

Аэроэлектроразведочные системы по структуре, форме и назначению различны, однако сегодня для всех систем при измерениях тех или иных процессов реализуется единая последовательность этапов получения содержательной информации, в целом характерная для организации современных измерительных систем с использованием вычислительной обработки сигналов:

- 1) Первичное преобразование (получение сигнала), усиление, масштабирование и подготовка к аналого-цифровому преобразованию. Синхронизация, оцифровка.
- 2) Предварительная вычислительная обработка, оптимизация структуры полученной информации (осреднение, накопление, свертка и т. п.).  
Регистрация.

- 3) Содержательная обработка данных, выделение геофизически значимой информации.

Важно заметить, что общая эффективность приведенной последовательности операций в значительной мере определяется их согласованностью. В частности, оптимизация параметров первичных этапов преобразований коренным образом определяет алгоритмы содержательной обработки данных. С учетом этого рассмотрим поэтапно изменение структуры данных от этапа к этапу.

В рамках классического, в целом единого подхода к теории электроразведочных систем при решении прямых и обратных задач, связанных с моделированием процесса зондирования, расчетом параметров геоэлектрического разреза и т. п., исходные данные представляются в терминах классических для геофизики характеристик и параметров, таких как: вектор дипольного магнитного момента источника поля (размерность  $\text{Am}^2$ ), индукция наблюдаемого поля (размерность нТл). В реальности же эти параметры не могут быть получены непосредственно. Так или иначе, при измерениях они сначала преобразуются в электрические сигналы, а затем и в потоки и массивы данных, доступные для вычислительной обработки. Рассмотрим основные особенности обработки результатов измерений в низкочастотных аэроэлектроразведочных измерительных системах.

## **2.2 Преобразование структур данных в аэроэлектроразведочных системах**

На современном уровне развития техники измерений преобразование сигналов в регулярный поток цифровых данных соответствующей разрядности и дискретности является традиционным для измерительных систем любого назначения. Принципы его реализации детально изложены в методической литературе, многочисленных публикациях. И хотя при приведении в действие ме-

тодов и алгоритмов, предлагаемых в данной работе, результаты измерений уже представлены в цифровой форме, следует принять во внимание, что сигналы в аэроэлектроразведочной установке при подготовке к аналого-цифровому преобразованию вынужденно подвергаются значительным искажениям в связи с особенностью условий функционирования датчиков-измерителей зондирующего поля. Соответственно, преобразование структуры данных на этапе предварительной вычислительной обработки в аэроэлектроразведочных системах имеет ряд особенностей, органично предопределенных процессом зондирования и традиционных для всех систем подобного рода.

Практически все системы, реализующие принцип индуктивного возбуждения поля отклика от проводящих слоев исследуемой среды, осуществляют зондирование в форме периодического процесса. В этом случае датчики измерительной системы регистрируют воздействие, которое также является периодическим, однако, с учетом изменения условий зондирования и свойств среды, не вполне известной формы. Важны два аспекта:

- Процесс формирования отклика от зондируемой среды, процессы аналогового преобразования всех сигналов предполагаются линейными в смысле классической теории управления.
- Изменение условий функционирования зондирующей системы, обусловленные ее движением относительно исследуемой среды, протекают сравнительно медленно. То есть, с точки зрения наблюдения периодического процесса зондирования, на достаточно протяженном интервале времени его можно считать стационарным. Для современных систем этот интервал обычно составляет 500–1000 мсек при периоде зондирующего процесса 7–40 мсек. Такое соотношение позволяет перейти от потока данных «в быстром» времени к осредненным, накопленным данным – отсчетам «медленного» времени. В отношении двух «разных» значений времени следует сделать следующее замечание. Поскольку поведение

исследуемого объекта и условия наблюдения на интервале стационарности полагаются неизменными, результаты измерений на всем интервале удобно представлять в свернутой форме, а единое значение этой формы относить к средней точке интервала накопления, дискретному отсчету шкалы системного (астрономического) времени  $t$  (в отличие от непрерывной шкалы времени –  $\tau$ ).

### 2.2.1 Накапливающее преобразование во временных системах

С учетом стационарности для систем с временным представлением геофизически значимой информации в контексте (1.7) характерно преобразование т. н. временного накопления:

$$\tilde{U}(t, \tau) = \frac{1}{mT} \sum_{i=-m}^{m-1} (f(iT + \tau)u(t + iT + \tau)); \quad \tau \in [0, T]. \quad (2.1)$$

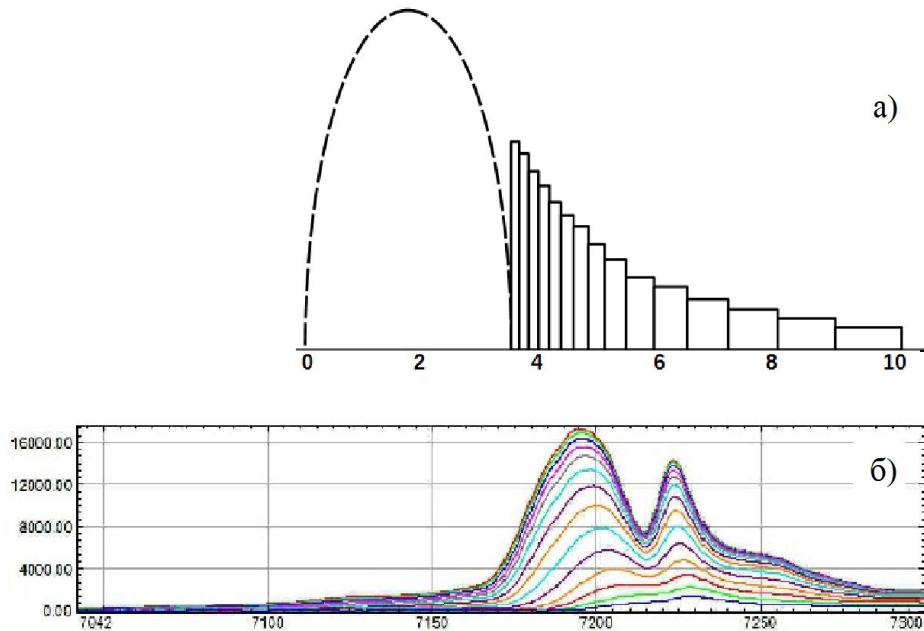
Здесь:  $\tilde{U}(t, \tau)$  – функция, определенная на отрезке протяженностью в один период зондирующего сигнала –  $T$ ;  $\tau$  – непрерывное время изменения сигнала (т. н. «быстрое время»),  $f$  – весовая функция накопления;  $t$  – дискретное значение времени, относящееся к центральной точке интервала стационарности (т. н. «медленное время»);  $m$  – число периодов в половине интервала стационарности;  $u$  – входной сигнал.

График функции  $\tilde{U}(t, \tau)$  на отрезке  $0 \leq t \leq T$  представляет усредненную по интервалу стационарности форму периодического сигнала  $u$ . С учетом симметричности для временных систем на этапе интерпретации принято рассматривать только одну половину периода, то есть график  $\tilde{U}(t, \tau)$  на отрезке  $[0, T/2]$ . При интерпретации также принято исследовать не сам график, а серию значений вида:

$$\tilde{U}_i(t) = \int_{\tau_i}^{\tau_{i+1}} \tilde{U}(t, \tau) d\tau; \quad i = 1, 2, \dots, r, \quad (2.2)$$

где  $r$  – число так называемых окон накопления,  $\tau_i$  – список границ этих окон. Эта

форма представления традиционна для всех временных систем с самого начала их появления в геофизическом мире. Общий принцип распределения окон накопления схематически представлен на Рис. 2.1(а).



*Рисунок 2.1. «Окна» временного накопления и графики изменения формы отклика*

На Рис. 2.1-а пунктирной линией показано действие возбуждающего импульса, цепочкой прямоугольников – набор окон накопления (в данном случае – только для режима «Off-Time»).

При исследовании изменчивости формы и амплитуды значений в окнах накопления для последовательности отсчетов «медленного времени» применяется классическая форма визуализации в виде семейства графиков (Рис. 2.1-б). Каждому окну накопления соответствует своя кривая.

Если рассматриваемая часть кривой свободна от зависимости от влияния изменчивости первичного поля, то такая информация является хотя и фрагментарной, но геофизически значимой.



### 2.2.2 Накапливающее преобразование в частотных системах

В системах с частотным (спектральным) представлением осреднение обычно осуществляется путем когерентного накопления:

$$\check{U}(t, j\omega_i) = \frac{1}{2nT} \int_{-mT}^{+mT} f(\tau) e^{j\omega_i \tau} u(t+\tau) d\tau. \quad (2.3)$$

В приведенном выражении:  $\check{U}(t, j\omega_i)$  – набор комплексных чисел, результат когерентного накопления на каждой из частот зондирующего спектра;  $f$  – весовая функция (фильтр) накопления;  $t$  – дискретное значение времени, относящееся к центральной точке интервала стационарности (т. н. «медленное время»);  $m$  – число периодов в половине интервала стационарности;  $u$  – входной сигнал;  $\omega_i$  – набор частот детектирования. Соответственно, и представление геофизически значимой информация в частотных системах традиционно имеет спектральную форму:

$$\check{H}_s(t, j\omega_i). \quad (2.4)$$

Здесь  $\check{H}_s(t, j\omega_i)$  – вектор напряженности поля отклика. Накапливающее преобразование (2.3) является традиционным при первичной вычислительной обработке сигналов в частотных системах. При достаточно полном наборе зондирующих частот  $\omega_i$  спектральное представление поля отклика в форме (2.4) можно считать полным представлением геофизически значимой информации.

### 2.3 Параметры сигналов в аэроэлектроразведочных зондирующих системах

Требования к параметрам точности, чувствительности и стабильности при преобразованиях сигналов в современных зондирующих системах очень высоки. Аэроэлектроразведочные системы – приборы уникальные, поэтому при их создании используются, как правило, заведомо самые высокоточные и качественные электронные компоненты. Таким образом, технические парамет-

ры измерительных систем в различных аэроэлектроразведочных комплексах можно считать примерно одинаковыми. Различия же в чувствительности различных систем к свойствам геоэлектрического разреза существенным образом определяются, с одной стороны, геометрическим параметрами зондирующей установки, а с другой – составом и структурой методов и алгоритмов коррекции разного рода искажений.

### 2.3.1 Критерий чувствительности аэроэлектроразведочной системы к полю отклика

Вне зависимости от устройства зондирующей установки, предложен удобный критерий оценки ее чувствительности к полю отклика.

Согласно (1.8) суммарное измеряемое поле:

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{H}}_{\Sigma}(j\omega) &= \left[ \check{\mathbf{W}}_{\Sigma}(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega) + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \right] \check{\mathbf{M}}(j\omega) = \\ &= NS \check{I}(j\omega) \left[ \check{\mathbf{W}}_{\Sigma}(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega) + \mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \right] \mathbf{n}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Левая часть выражения представляет измеряемую величину, правая же определяет свойства композиции первичного поля и поля отклика. Для выработки требований к точности и чувствительности измерительных преобразований важно хотя бы приближенно определить соотношение этих двух составляющих, а также представление о потенциально возможной детальности выделения поля отклика.

Хотя выражение (2.5) и не дает оснований для получения простого содержательного решения относительно коэффициентов матрицы  $\check{\mathbf{W}}_{\Sigma}(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega)$ , однако именно оно является основополагающим при проектировании устройств, систем и алгоритмов обработки в аэроэлектроразведочных комплексах. На его основе может быть получено достаточно точное представление о таких важных технических характеристиках, как:

- необходимая абсолютная величина дипольного магнитного момента источника поля;

- необходимая чувствительность системы измерения сигналов, снимаемых с концов приемных рамок;
- необходимая точность определения параметров возбуждающей системы;
- общие геометрические параметры измерительной установки и т. п.

Фактические значения входящих в выражение (2.5) величин: напряженности измеряемого суммарного поля  $\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}(j\omega)$ , амплитуды и направления вектора дипольного магнитного момента  $\check{\mathbf{M}}(j\omega)$ , а также геометрических параметров зондирующей установки и связанной с ними коэффициентов матрицы  $\mathbf{G}_P(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$  могут быть определены лишь посредством измерений с использованием различного рода аналоговых и вычислительных преобразований. Для формирования представлений о связи особенностей этих преобразований с качеством зондирования важно рассмотреть для заданной геометрии зондирующей установки отношение амплитуды поля отклика к непосредственно наблюдаемому первичному полю в точке расположения приемника.

Напряженность воспринимаемого приемной системой первичного возбуждающего поля нетрудно рассчитать, используя формулу для поля точечного диполя в заданной точке пространства [9]:

$$\mathbf{H} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{3(\mathbf{M}^T \mathbf{r})\mathbf{r} - (\mathbf{r}^T \mathbf{r})\mathbf{M}}{|\mathbf{r}|^5}, \quad (2.6)$$

где:  $\mathbf{r}$  – радиус-вектор точки наблюдения поля в системе координат с началом в точке расположения источника;  $\mathbf{M}$  и  $\mathbf{H}$  – действительные векторы дипольного магнитного момента источника и напряженности поля в точке наблюдения в одной и той же системе координат соответственно. Непосредственно пользуясь этой формулой и задавшись геометрическими параметрами установки, можно вычислить значение матрицы  $\mathbf{G}_P$ :

$$\mathbf{G}_P = \frac{\mu_0}{4\pi|\mathbf{r}|^3} (3\mathbf{e}_r\mathbf{e}_r^T - \mathbf{I}), \quad (2.7)$$

где:  $\mathbf{e}_r$  – единичный вектор в направлении  $r$ ,  $\mathbf{I}$  – единичная матрица  $3 \times 3$ .

Оценку предполагаемой максимально возможной амплитуды поля отклика получим с использованием так называемого «метода отраженного диполя» [45]. Идея метода заключается в том, что моделью зондируемой среды полагается идеальное проводящее полупространство. При таком подходе с точки зрения приемника источник поля как бы «отражается» в зеркале поверхности зондируемой среды (Рис. 2.2).

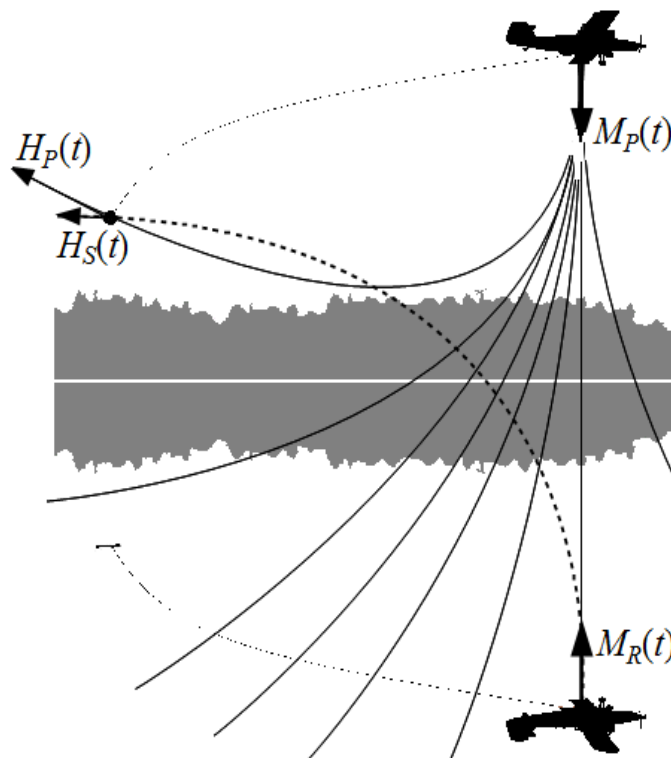


Рисунок 2.2. Метод отраженного диполя

Задавшись величиной и направлением вектора магнитного момента возбуждающей системы  $\mathbf{M}_P$ , геометрическими параметрами установки и ее положением над поверхностью зондируемой среды, используя (2.6), можно приближенно вычислить:

- напряженность первичного поля  $\mathbf{H}_P$  в точке приема;

– максимально возможное значение напряженности поля отклика  $\mathbf{H}_s$ .

Приведенная модель, безусловно, является упрощенной. Однако, пользуясь ею, можно достаточно детально оценить особенности и сложности технической реализации зондирующих систем различной конструкции, а также количественные соотношения параметров полей и сигналов.

Расчет по методу отраженного диполя позволяет получить величину, исключительно важную с точки зрения обработки сигналов, наблюдаемых на выходе измерительной системы приемника – предельное соотношение амплитуд поля отклика и первичного поля в точке измерения – главное динамическое отношение:

$$R = \frac{|\mathbf{H}_s|}{|\mathbf{H}_p|}, \quad (2.8)$$

позволяющее при известном динамическом диапазоне  $D$  измерительного преобразования сигналов, определить величину минимально различимой доли в максимально возможной величине поля отклика ( $\beta$ ) по формуле:

$$\beta = \frac{1}{DR}. \quad (2.9)$$

В приведенных выражениях  $\beta$  представляет собой безразмерное значение минимально различимой доли от максимально возможной величины при стандартных для системы условиях зондирования (высота полета, геометрия установки и т. п.). Данная величина позволяет оценить чувствительность зондирующей системы к влиянию проводимости разреза в условиях совокупного влияния различного рода шумов, помех и ограничений, присущих процессу зондирования. Для современных систем  $\beta$  обычно составляет от 1/100 до 1/1000.

Для технической реализации зондирующей системы важно, что параметр  $D$  определяется не только техническим уровнем применяемой элементной базы, точностью исполнения и свойствами материалов, используемых при изготовле-

нии датчиков, жесткостью конструкций и т. п., но также степенью компенсации влияния искажающих факторов, рассмотренных в разделе 1.3. Значение параметра  $R$  зависит исключительно от геометрии зондирующей установки и высотой ее расположения над землей. Заметим, что за значение единицы измерения параметра  $D$  принимается уровень неконтролируемых шумов и помех. Исторически же за чувствительность аэроэлектроразведочной системы (единица измерения – ppm) принимают величину чувствительности  $s = 1/D$ , отождествляя, таким образом, точность зондирования только с уровнем шумов на выходе приемной системы, которая мало что говорит о чувствительности системы к отклику (в отличие от параметра  $\beta$ ).

### **2.3.2 Сравнение аэроэлектроразведочных систем HeliTEM (CGG, Канада), EM4N и «Экватор» (Геотехнологии, Россия) по чувствительности к полю отклика**

Используя универсальный критерий  $\beta$ , можно, задаваясь для различных зондирующих систем геометрическими параметрами установки и величиной  $D$ , сравнивать их по чувствительности к полю отклика. Пользуясь предложенным методом, выполним сравнение для трех систем: HeliTEM (CGG, Канада), а также EM4N и «Экватор» (Геотехнологии, Россия), которые являются представителями трех основных классов, согласно классификации, приведенной в разделе 1.4.

Геометрия всех трех систем представлена на Рис. 2.3, технические данные – в Табл. 2.1.

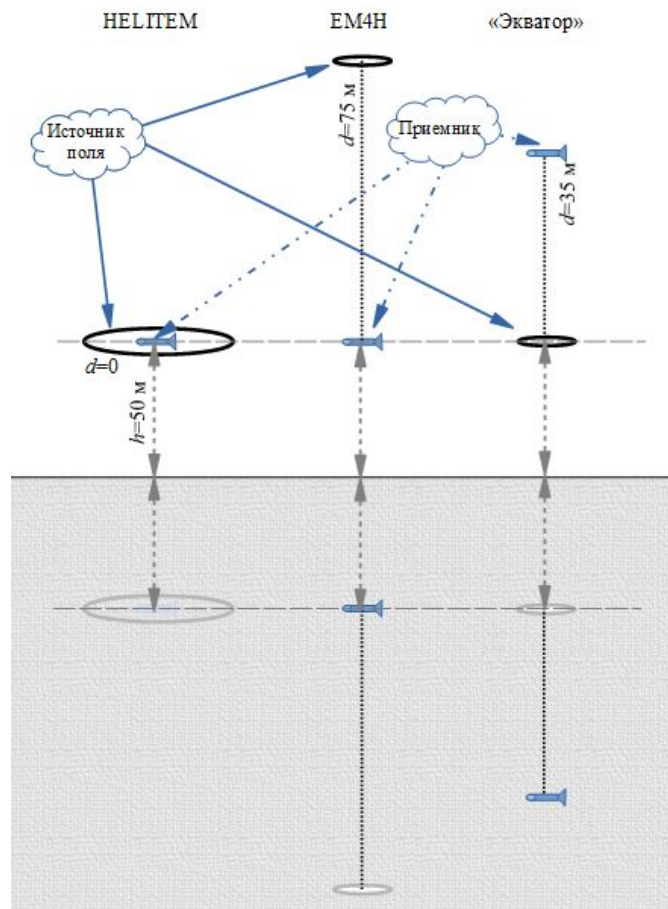


Рисунок 2.3. Геометрические параметры зондирующих систем

Таблица 2.1.

Технические характеристики аэроэлектроразведочных систем

Обозн.	Параметр	Helitem	EM4H	«Экватор»
a	Расстояние от центра диполя-излучателя до датчика приемной системы (м)	0	75	40
r	Радиус диполя-излучателя (м)	15	7	3,6
M	Дипольный магнитный момент излучателя (Ам <sup>2</sup> )	700 000	20 000	200 000
S	Паспортная чувствительность приемной системы (ppm)	5	20	20
h	Высота над землей нижней части системы (м)	50	50	50
z	Расстояние от центра отраженного диполя до «не отраженного» приемника	100	175	135

Для оценки необходимых параметров определим амплитуду первичного поля ( $H_P$ ) и поля отраженного диполя ( $H_S$ ):

$$H_P = \frac{M \mu_0}{2 \pi (a^2 + r^2)^{3/2}}, \quad H_S = \frac{M \mu_0}{2 \pi [(2h+d)^2 + r^2]^{3/2}} \quad (2.10)$$

(использован закон Био-Савара). Затем согласно (2.8), определяем главное динамическое отношение  $R$ , после чего, задаваясь паспортным значением чувствительности  $s=1/D$  и используя (2.9), вычислим для каждой из приведенных систем значение критерия  $\beta$  чувствительности к полю отклика. Результаты расчетов приведены в Табл. 2.2.

Таблица 2.2.

*К вычислению критерия чувствительности к отклику*

Обозн.	Параметр	HelITEM	EM4H	«Экватор»
$H_P$	Первичное поле в точке приема (нТл)	41481,4	9,48	625,0
$H_S$	Поле отраженного диполя в точке приема (нТл)	135,4	0,75	0,146
$R$	Главное динамическое отношение	0,00326	0,079	0,024
$s$	Паспортная чувствительность (ppm)	5	100	20
$D$	Динамический диапазон измерительной системы (ед. МЗР)	200 000	10 000	50 000
$\beta$	Критерий чувствительности к отклику	0,0023	0,0013	0,0008

Из данных, приведенных в таблице, видно, что чувствительность системы к отклику ( $\beta$ ) для двух разнесенных систем – «Экватор» и EM4H оказывается примерно вдвое лучше, чем у сосредоточенной системы HelITEM. Заметим также, что для достижения этого потребовался весьма скромный динамический диапазон. Справедливости ради заметим, что комплекс HelITEM в части информативности обладает рядом других преимуществ.

Результаты расчетов, приведенные в Табл. 2.2, показывают, что для достижения чувствительности к полю отклика порядка всего лишь десятых долей процента, измерительная система зондирующей установки должна обеспечить



точность измерений сигналов на существенно более высоком уровне, порядка 5–20 ppm. При этом стабильность параметров измерительных преобразований должна быть обеспечена именно также на этом уровне. Это же относится и к стабильности контроля параметров источника поля.

Практика эксплуатации аэроэлектроразведочных установок показывает, что стабильность на аппаратном уровне в диапазоне единиц и даже десятков ppm достижима лишь на коротком интервале времени. Вследствие влияния различных факторов искажаются частотные характеристики аналоговых фильтров и усилителей, свойства индукционных датчиков и т. п. Обычно для преодоления этой изменчивости применяются процедуры дополнительной настройки, калибровки, контроля параметров, выполняемые в полете в режиме, несовместимом с процессом зондирования. Установка обычно поднимается на большую высоту, где поле отклика можно считать пренебрежимо малым. Для систем с чувствительностью порядка указанной, требуется выполнение контрольно-настроечных и калибровочных операций в объеме 5–10 мин. на каждый час полета.

Вышеизложенное послужило основанием для разработки методов и алгоритмов, обеспечивающих повышение долговременной стабильности функционирования зондирующей установки.

## **2.4 Постановка задачи адаптивной коррекции**

Для обеспечения долговременной работы при высоком уровне стабильности измерительных преобразований в данной работе предложен оригинальный метод и алгоритм адаптивной коррекции.

Рассмотрим работу измерительной системы, состоящей из чувствительного датчика и электронных устройств преобразования входного воздействия – процесса  $x(t+\tau)$  с изменяющимся во времени спектром  $\check{X}(t, j\omega)$ , однако квазистационарным на интервале времени  $2nT$ , где  $n$  – число периодов. Будем также полагать измерительную систему линейной, но медленно изменяющей

свои параметры во времени (например, под воздействием температурного дрейфа). Соответственно, коэффициенты ее частотной характеристики будут зависеть как от частоты, так и от времени:  $\check{W}(t, j\omega)$ . Результат преобразования в этом случае представим в виде:

$$\check{U}(t, j\omega) = \check{W}(t, j\omega) \check{X}(t, j\omega). \quad (2.11)$$

В приведенном выражении  $\check{X}(t, j\omega)$ ,  $\check{U}(t, j\omega)$  – спектры исследуемого процесса до и после преобразования соответственно. Заметим, что в формуле (2.11) из параметров  $\check{X}$  и  $\check{W}$  ни один нельзя считать известным, так как первый является предметом исследования и неизвестен априори, а второй, согласно предположению, зависит от различных внешних факторов и для разных отсчетов «медленного» времени  $t$  принимает разные значения.

При практической реализации измерительного процесса для определения значений комплексных амплитуд спектра сигнала  $u(t+\tau)$  на различных частотах используется упомянутое выше когерентное накопление (синхронное детектирование):

$$\check{U}(t, j\omega) = \frac{1}{2nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau) e^{j\omega\tau} u(t+\tau) d\tau. \quad (2.12)$$

В приведенных выражениях функция  $f(\tau)$ , определенная на отрезке  $[-nT, +nT]$ , представляет собой весовую функцию (фильтр) когерентного накопления. Ее форма полностью определяет спектральную чувствительность синхронного детектора к входным воздействиям на различных частотах – как равной, так и отличных от частоты детектирования  $\omega$ :

$$A(\omega, \omega_i) = \frac{1}{nT} \int_{-nT}^{nT} f(\tau) e^{j\omega\tau} \cos \omega_i \tau d\tau. \quad (2.13)$$

Здесь:  $A$  – спектральное значение чувствительности детектора к воздействию на частоте  $\omega_i$  при детектировании на частоте  $\omega$ .

Форма графика частотной зависимости абсолютных значений этой вели-

чины (амплитудно-частотная характеристика детектора) приведена на Рис. 2.4.

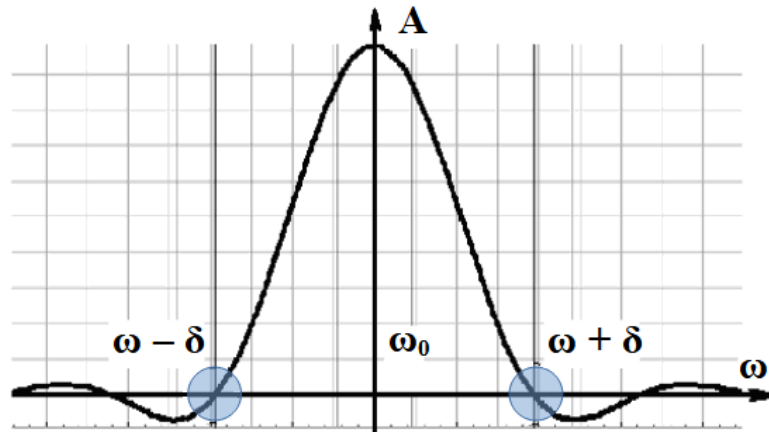


Рисунок 2.4. АЧХ синхронного детектора

Зависимость формы частотной характеристики синхронного детектора от формы весовой функции детально изложена в [41], в контексте же данной работы важно лишь, что на частоте детектирования чувствительность принимает значение, равное единице, а на частотах  $\omega_0 \pm \delta$  (где  $\delta = m\pi / 2nT$ ) – равное нулю, причем значение  $\delta$  не зависит от значения  $\omega_0$ . Таким образом, наличие возмущений на этих частотах (близких к частоте детектирования  $\omega_0$ ) не оказывает влияния на результат накопления. Важно также, что поскольку  $\delta$  не зависит от  $\omega$ , при детектировании на частотах  $\omega_0 \pm \delta$  результат в свою очередь оказывается не зависящим от присутствия каких-либо возмущений на частоте  $\omega_0$ .

Именно на этой особенности синхронного детектирования и основан предлагаемый в данной работе метод и алгоритм адаптивной коррекции измерительных искажений. Метод заключается в непрерывном контроле параметров функции преобразования измерительной системы  $\check{W}(t, j\omega)$  на частотах  $\omega_0 \pm \delta$  по результатам измерения параметров специального эталонного воздействия непосредственно в процессе наблюдения квазистационарного входного исследуемого процесса с последующим введением адаптивной поправки в предположении, что измерительное преобразование является линейным с

гладкой в частотной области и медленно изменяющейся во времени формой частотной характеристики.

## 2.5 Алгоритм адаптивной коррекции

Положим, на чувствительный датчик измерительной системы воздействует монохроматический процесс  $x(t+\tau) = \text{Re}(\check{X}(t)e^{j\omega(t+\tau)})$ , периодический на интервале стационарности с известной частотой  $\omega$  (при неизвестном значении комплексной амплитуды  $\check{X}(t, j\omega)$ ). Подадим в форме добавки на тот же датчик искусственно создаваемое эталонное воздействие  $x_3$  вида:

$$x_3(t+\tau) = \text{Re}(\check{X}_L e^{j(\omega-\delta)(t+\tau)}) + \text{Re}(\check{X}_R e^{j(\omega+\delta)(t+\tau)}). \quad (2.14)$$

Здесь:  $\check{X}_L$  и  $\check{X}_R$  – значения комплексных амплитуд двух составляющих бигармонического эталонного воздействия на частотах  $\omega-\delta$  и  $\omega+\delta$  соответственно, стабильного на интервале когерентного накопления с центральным значением «медленного» времени  $t$ . Заметим, что последнее требование вполне естественно, так как это воздействие создается искусственно.

Воздействия на основной частоте  $\omega$  и двух связанных с ней дополнительных эталонных частотах  $\omega \pm \delta$ , складываясь, образуют на входе измерительной системы частотный триплет. После прохождения через различные каскады преобразования с учетом влияния несовершенства измерительной системы на ее выходе будет наблюдаться сигнал вида:

$$\begin{aligned} u_3(t+\tau) = & \text{Re}(\check{W}(t, \omega) \check{X}(t) e^{j\omega(t+\tau)}) + \\ & + \text{Re}(\check{W}(t, \omega-\delta) \check{X}_L e^{j(\omega-\delta)(t+\tau)}) + \\ & + \text{Re}(\check{W}(t, \omega+\delta) \check{X}_R e^{j(\omega+\delta)(t+\tau)}). \end{aligned} \quad (2.15)$$

После преобразования сигнал триплета может быть подвергнут синхронному детектированию на каждой из трех частот. С учетом нулевой чувствительности синхронного детектора к частотам, отстоящим от частоты детектирования

на частоту  $\delta$ , для интервала накопления с центральным значением времени  $t$  будут получены следующие значения трех комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau) u_3(t+\tau) e^{j\omega(t+\tau)} d\tau &= \check{U}(t) = \check{W}(t, j\omega) \check{X}(t, \omega); \\ \frac{1}{2nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau) u_3(t+\tau) e^{j(\omega-\delta)(t+\tau)} d\tau &= \check{U}_L(t) = \check{W}(t, \omega-\delta) \check{X}_L; \\ \frac{1}{2nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau) u_3(t+\tau) e^{j(\omega+\delta)(t+\tau)} d\tau &= \check{U}_R(t) = \check{W}(t, \omega+\delta) \check{X}_R. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Важно заметить, что если протяженность интервала стационарности (интервала накопления) достаточно велика по отношению к периоду  $T$ , то частотный интервал между основной и дополнительными частотами  $\delta = m\pi/nT$  оказывается весьма малым, общая полоса частот, занимаемая триплетом – достаточно узкой по отношению к частоте детектирования ( $\omega \gg 2\delta$ ), чтобы частотную характеристику в этой полосе можно было считать гладкой, а в первом приближении – линейной функцией:

$$\check{\check{W}}(t, j\omega) \approx \frac{\check{W}(t, j(\omega-\delta)) + \check{W}(t, j(\omega+\delta))}{2}. \quad (2.17)$$

Знак «тильда» в приведенном выражении отражает тот факт, что вычисленное значение частотной характеристики  $\check{\check{W}}(t, j\omega)$  лишь приближенно равно  $\check{W}(t, j\omega)$  из выражения (2.11). Строгое равенство будет достигнуто при условии абсолютной линейности  $\check{W}(t, j\omega)$  на отрезке  $[\omega-\delta, \omega+\delta]$  и полном отсутствии шумов измерений. Тем не менее, с учетом сделанных выше предположений можно полагать эти значения достаточно близкими. С учетом (2.16) и (2.17):

$$\check{\check{W}}(t, j\omega) = \frac{\check{U}_L(t)}{2\check{X}_L} + \frac{\check{U}_R(t)}{2\check{X}_R}. \quad (2.18)$$

Выражение (2.18) замечательно тем, что коэффициент преобразования  $\check{\check{W}}(t, j\omega)$  хотя приближенно, но оказывается выражен через величины, либо

известные априори ( $\check{X}_L$  и  $\check{X}_R$ ), либо полученные в результате обработки результатов измерений ( $\check{U}_L(t)$  и  $\check{U}_R(t)$ ) в том самом процессе, в котором регистрируется и само входное исследуемое воздействие, и на том же интервале когерентного накопления. Таким образом, одновременно со счислением значения комплексной амплитуды  $\check{U}(t, j\omega)$  приближенно определено и значение комплексного коэффициента преобразования  $\check{W}(t, j\omega)$ . Это означает, что решена первая часть задачи адаптивной коррекции – выполнен контроль частотной характеристики системы на частоте, входящей в спектр исследуемого процесса (в данном случае – единственной частоте монохроматического спектра).

Теперь, исходя из (2.11) и с учетом (2.18), можно выполнить и процедуру коррекции:

$$\check{X}(t, j\omega) \approx \frac{\check{U}(t, j\omega)}{\check{W}(t, j\omega)}. \quad (2.19)$$

В результате преобразования (2.19) получено приближенное значение комплексной амплитуды исследуемого монохроматического воздействия.

Применительно к полученному результату важно выполнить оценку степени вносимой алгоритмом ошибки, обусловленной неизбежным влиянием собственных шумов и помех на работу измерительной системы.

Пусть в процессе измерительного преобразования сигнал  $u(\tau)$  оказывается подвергнут влиянию шума или помехи  $s(\tau)$ . Тогда вычисленное значение комплексной амплитуды будет:

$$\check{U}(t, \omega) = \frac{1}{2nT} \int_{-nT}^{+nT} f(\tau) e^{j\omega\tau} (u(t+\tau) + s(\tau)) d\tau = \check{U}(t, \omega) + \check{o}_U(t). \quad (2.20)$$

В приведенном выражении  $\check{\delta}_U(t)$  представляет ошибку когерентного накопления. Аналогично с некоторой ошибкой окажутся вычислены и комплексные значения амплитуд сигнала на частотах эталонного воздействия:

$$\begin{aligned}\check{\check{U}}_L(t) &= \check{U}_L(t) + \check{\delta}_L(t), \\ \check{\check{U}}_R(t) &= \check{U}_R(t) + \check{\delta}_R(t).\end{aligned}\quad (2.21)$$

Соответственно,

$$\check{\check{W}}(t, \omega) = \frac{\check{U}_L(t, \omega)}{2\check{X}_L} + \frac{\check{U}_R(t, \omega)}{2\check{X}_R} + \check{\delta}_W(t), \quad (2.22)$$

где  $\check{\delta}_W(t, j\omega) = \frac{\check{\delta}_L(t)}{2\check{X}_L} + \frac{\check{\delta}_R(t)}{2\check{X}_R}$ .

Теперь, полагая  $\check{\delta}_W(t, \omega) \ll \check{W}(t, \omega)$  и раскладывая выражение (2.19) в ряд по малому параметру  $\check{\epsilon} = \frac{\check{\delta}_W(t, \omega)}{\check{W}(t, \omega)}$ , получим, ограничившись линейным приближением:

$$\frac{U(t, j\omega)}{W(t, j\omega)} (1 - \check{\epsilon}) + \frac{\check{\delta}_U(t)}{\check{W}(t, j\omega)} (1 - \check{\epsilon}) \approx \check{X}(t, j\omega) + \frac{\check{\delta}_U(t)}{\check{W}(t, j\omega)} - \check{\epsilon} \check{X}(t, j\omega). \quad (2.23)$$

Величина ошибки введенной коррекции представляется последним членом в данном выражении –  $\check{\epsilon} \check{X}(t, \omega)$ . Член  $\frac{\check{\delta}_U(t)}{\check{W}(t, j\omega)}$  представляет ошибку синхронного детектирования, приведенную ко входу измерительной системы (в предположении, что все возмущения воздействуют только на ее вход). В относительном выражении эта величина от коррекции не зависит. Так, если  $\check{W}(t, j\omega)$  по абсолютной величине порядка единицы, внесенная ошибка коррекции по абсолютной величине имеет тот же порядок, что и ошибка накопления  $\check{\delta}_U(t)$ . С учетом того, что среднее значение предполагаемого шума равно нулю, ошибка коррекции также имеет нулевое математическое ожидание и в последовательно-

сти свертки накопления дисперсия шума уменьшается примерно в  $\sqrt{n}$  раз [23]. Так как эталонное воздействие можно с уверенностью полагать стационарным, для эталонных частот может быть применен увеличенный до десятков секунд интервал времени накопления. В этом случае введение корректирующей поправки практически не приводит к увеличению ошибки определения комплексной амплитуды основного процесса. Соответственно, будем далее полагать, что  $\check{W}(t, \omega) = \check{W}(t, \omega)$  и  $\check{X}(t, \omega) = \check{X}(t, \omega)$ .

Здесь важно заметить, что на практике далеко не во всех экспериментах определяющим является искажающее влияние шумов. Очень часто, основным фактором выступает именно непредсказуемость и изменчивость параметров измерительного преобразования.

## 2.6 Адаптивная коррекция при сложной временной форме исследуемого процесса

Для сигнала с периодом  $T$   $u(\tau) = u(\tau + T)$ . С учетом этого в процессе вычисления комплексной амплитуды для частоты  $\omega$  при когерентном накоплении (2.12) можно изменить порядок суммирования:

$$\check{U}(t, j\omega) = \frac{1}{nT} \int_0^T e^{j\omega\tau} \left( \sum_{k=-n}^{n-1} f(kT + \tau) u(t + kT + \tau) \right) d\tau = \int_0^T v(t, \tau) e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (2.24)$$

Здесь функция  $v(t, \tau)$ , определенная на отрезке  $[0, T]$ , представляет массив данных временного накопления – короткий график средней формы сигнала для одного периода. Таким образом, при вычислении значения комплексной амплитуды сначала осуществляется временное накопление сигнала с весовой функцией  $f(\tau)$  на отрезке, соответствующем периоду  $T$ , а по его завершению – свертка на интервале  $(0, T)$  с частотой  $\omega$  и весовой функцией  $f(t) = 1$ .



Присутствие на выходе измерительной системы воздействий с частотами  $\omega \pm \delta$  не изменяет формы временного накопления, так как  $e^{j(\omega+\delta)(t+\tau)} = e^{j(\omega+\delta)t} e^{j\omega\tau} e^{j\delta\tau}$ ,  $e^{j\delta(\tau+nT)} = -e^{j\delta\tau}$ , поскольку интервал накопления  $2nT$  специально выбран равным одному периоду частоты  $\delta$ .

Важно также отметить, что выражение (2.24) справедливо для всех значений  $\omega$ , кратных  $2\pi/T$  (функция, периодическая с периодом  $T$ , является также периодической с периодом  $rT$  где  $r = 1, 2, \dots$ ).

Таким образом, дополнительный бигармонический эталонный сигнал «не виден» как при синхронном детектировании на частоте  $r\omega$ , так и при временном накоплении на отрезке продолжительностью  $2nT$ .

Теперь для выделения временной формы сигнала, обусловленной только эталонным воздействием, «промодулируем» суммарный сигнал триплета косинусом частоты  $\delta$  (данная операция является чисто вычислительной и выполняется над данными в памяти вычислительной машины):

$$U_M(t, \tau) = \left( \operatorname{Re} \left[ U(t, \omega) e^{j\omega(t+\tau)} e^{j\delta(t+\tau)} \right] + \operatorname{Re} \left[ U_L(t, \omega) e^{j\omega(t+\tau)} e^{j\delta(t+\tau)} \right] + \operatorname{Re} \left[ U_R(t, \omega) e^{j\omega(t+\tau)} e^{j\delta(t+\tau)} \right] \right) \frac{e^{j\delta(t+\tau)} + e^{-j\delta(t+\tau)}}{2}. \quad (2.25)$$

Тождественными преобразованиями выражение (2.25) может быть приведено к виду:

$$U_M(t, \tau) = \frac{1}{2} \left[ \operatorname{Re} \left( \check{U}(t, j\omega) e^{j(\omega-\delta)(t+\tau)} \right) + \operatorname{Re} \left( \check{U}(t, j\omega) e^{j(\omega+\delta)(t+\tau)} \right) \right] + \frac{1}{2} \left[ \operatorname{Re} \left( \check{U}_L(t, j\omega) e^{j(\omega-2\delta)(t+\tau)} \right) + \operatorname{Re} \left( \check{U}_R(t, \omega) e^{j(\omega+2\delta)(t+\tau)} \right) \right] + \frac{1}{2} \left[ \operatorname{Re} \left( \check{U}_L(t, \omega) + \check{U}_R(t, \omega) \right) e^{j\omega(t+\tau)} \right]. \quad (2.26)$$

Если теперь данный синтетический сигнал подвергнуть когерентному накоплению на частоте  $\omega$ , то получится, что «видимыми» окажутся только компоненты, обусловленные эталонным воздействием, поскольку результат

накопления нечувствителен ни к частотам  $\omega \pm \delta$ , ни к частотам  $\omega \pm 2\delta$ . А две компоненты, обусловленные эталонным воздействием, оказываются как бы объединенными в единый гармонический сигнал на основной частоте. С учетом того, что  $\check{U}_{L(R)}(t, j\omega) = \check{W}(t, j(\omega \pm \delta)) X_{L(R)}(j\omega)$ , при синхронном детектировании на частоте  $\omega$  будет получено значение:

$$\check{U}_M(t, \omega) = \frac{1}{2} (\check{W}(t, j(\omega - \delta)) \check{X}_L(j\omega) + \check{W}(t, j(\omega + \delta)) \check{X}_R(j\omega)). \quad (2.27)$$

Заметим, что если при этом  $\check{X}_L(j\omega) = \check{X}_R(j\omega) = \check{X}_0(j\omega)$ , то, в соответствии с (2.18):

$$\frac{\check{U}_M(t, j\omega)}{\check{X}_0(j\omega)} = \frac{\check{W}(t, j(\omega - \delta)) + \check{W}(t, j(\omega + \delta))}{2} = \check{W}(t, j\omega). \quad (2.28)$$

То есть при условии равенства амплитуд  $X_L(\omega) = X_R(\omega) = X_0(\omega)$  результатом когерентного накопления квазимодулированного сигнала (2.25) с частотой  $\omega$  с точностью до постоянного множителя будет приближенное значение частотной характеристики на этой частоте.

Пусть теперь исследуемое в эксперименте входное воздействие является полигармоническим, т. е. представляется набором гармоник, кратных частоте повторения периодического сигнала  $\omega_0$  – (спектром  $\check{X}(j\omega_k)$ ), где  $\omega_k = k\omega_0$ ,  $k = 1, 2, \dots$ . При технической реализации набор гармоник  $\omega_k$  всегда так или иначе ограничен (ограничен частотный диапазон датчиков измерительной системы).

Если на чувствительный датчик измерительной системы наряду с основным исследуемым воздействием  $X$  подать дополнительное эталонное, представленное конечным набором пар  $X_L$  и  $X_R$ , то получится, что для каждой из основных частот применена одинаковая структура триплета:

$$x(t + \tau) = \sum_k \operatorname{Re}(\check{X}(t, jk\omega_0) e^{jk\omega_0\tau}) + \sum_k \operatorname{Re}(\check{X}_L(jk\omega_0) e^{j(k\omega_0 - \delta)\tau}) + \sum_k \operatorname{Re}(\check{X}_R(jk\omega_0) e^{j(k\omega_0 + \delta)\tau}). \quad (2.29)$$

Согласно (2.26), если  $4\delta < \omega_0$ , спектры основного и эталонного воздействий не пересекаются и все изложенные выше выкладки справедливы для каждого триплета с центральной частотой  $\omega_k$ , а следовательно, и применимы ко всему сложному периодическому сигналу. Это значит, что с использованием предложенного алгоритма для каждой из частот полигармонического спектра, измерительные искажения могут быть скорректированы так же, как и для монохромного.

При измерениях периодических процессов сложной формы использование временного накопления сокращает объем вычислений: для всех частот спектра  $\check{X}(j\omega_k)$  можно использовать два общих массива временного накопления, вычисленные по одним и тем же входным данным:

$$\begin{aligned} v(t, \tau) &= \frac{1}{nT} \sum_{k=-n}^{n-1} f(kT + \tau) u(t + kT + \tau); \\ v_M(t, \tau) &= \frac{1}{nT} \sum_{k=-n}^{n-1} f(kT + \tau) u(t + kT + \tau) \cos[\delta(t + \tau)] \end{aligned} \quad (2.30)$$

для основного и эталонного воздействий соответственно. После временного накопления на каждом из этих массивов может быть выполнена свертка по всем актуальным частотам набора  $\omega_k$ . В результате этой операции, согласно (2.24) и (2.26), будут получены два набора значений комплексных амплитуд – два спектра:  $\check{U}(t, j\omega_k)$  и  $\check{U}_M(t, j\omega_k)$  (по формуле (2.28) для каждой из частот  $\omega_k$

$\check{U}_M(t, j\omega_k) / \check{X}_0(j\omega_k) = \check{W}(t, j\omega_k)$ ). Эта операция завершает этап контроля частотной характеристики. Теперь может быть приведена в действие коррекция на всех частотах в частотной области:

$$\check{X}(t, j\omega_k) = \frac{\check{U}(t, j\omega_k)}{\check{W}(t, j\omega_k)}, \quad (2.31)$$

а также приближенно определена временная форма исследуемого входного воздействия:

$$\tilde{x}(t+\tau) = \sum_k \left( \operatorname{Re} \left( \check{X}(t, j\omega_k) e^{j\omega_k(t+\tau)} \right) \right). \quad (2.32)$$

Таким образом, задачу адаптивной коррекции и стабилизации процесса измерений параметров квазистационарного периодического процесса сложной формы можно считать решенной. Поскольку коррекция (2.31), выполняемая на каждый отсчет «медленного» времени  $t$ , осуществляется на основании обработки данных, полученных за один и тот же интервал времени, алгоритм контролирует не только форму частотной характеристики, но и изменчивость этой формы в процессе работы системы (если только ее можно считать неизменной на интервале накопления).

Здесь важно остановиться на некоторых деталях возможной реализации метода. Предложенный алгоритм позволяет использовать простой метод синтеза формы процесса эталонного воздействия. Принимая во внимание, что  $\cos \alpha \cdot \cos \beta = 1/2 [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$ , для этого достаточно создать эталонное воздействие в форме периодического процесса с периодом, соответствующим частоте  $\omega_0$ , и промодулировать его на аппаратном уровне косинусом частоты  $\delta$ :

$$x_0(t) = \cos(\delta t) \sum_{k=1}^n A_k \cos(\omega_k t). \quad (2.33)$$

В спектре этого воздействия для каждой из частот  $\omega_k$  содержится пара гармонических компонент на частотах  $\omega_k \pm \delta$ . На результаты временного накопления для основного сигнала такое дополнительное воздействие влияния не оказывает. Амплитуда компонент в каждой паре одинакова и может отличаться для разных частот  $\omega_k$ . Если  $\check{X}_0(j\omega_k) = \text{const}$  (этот случай соответствует эталонному сигналу в форме узких разнополярных импульсов), то, с точностью до постоянного множителя, временная форма накопления:

$$u_M(t, \tau) = \cos(\delta \tau) \sum_{k=-n}^{n-1} f(kT + \tau) u(t + kT + \tau), \quad \text{где } \tau \in [0, T], \quad (2.34)$$

повторяет импульсную характеристику системы, а спектр  $\check{U}_M(t, j\omega_k)$  – частотную. К сожалению, такой тип входного воздействия сложно реализовать на аппаратном уровне.

На Рис. 2.5 схематически показан общий принцип и последовательность выполнения вычислений в структуре алгоритма адаптивной коррекции.

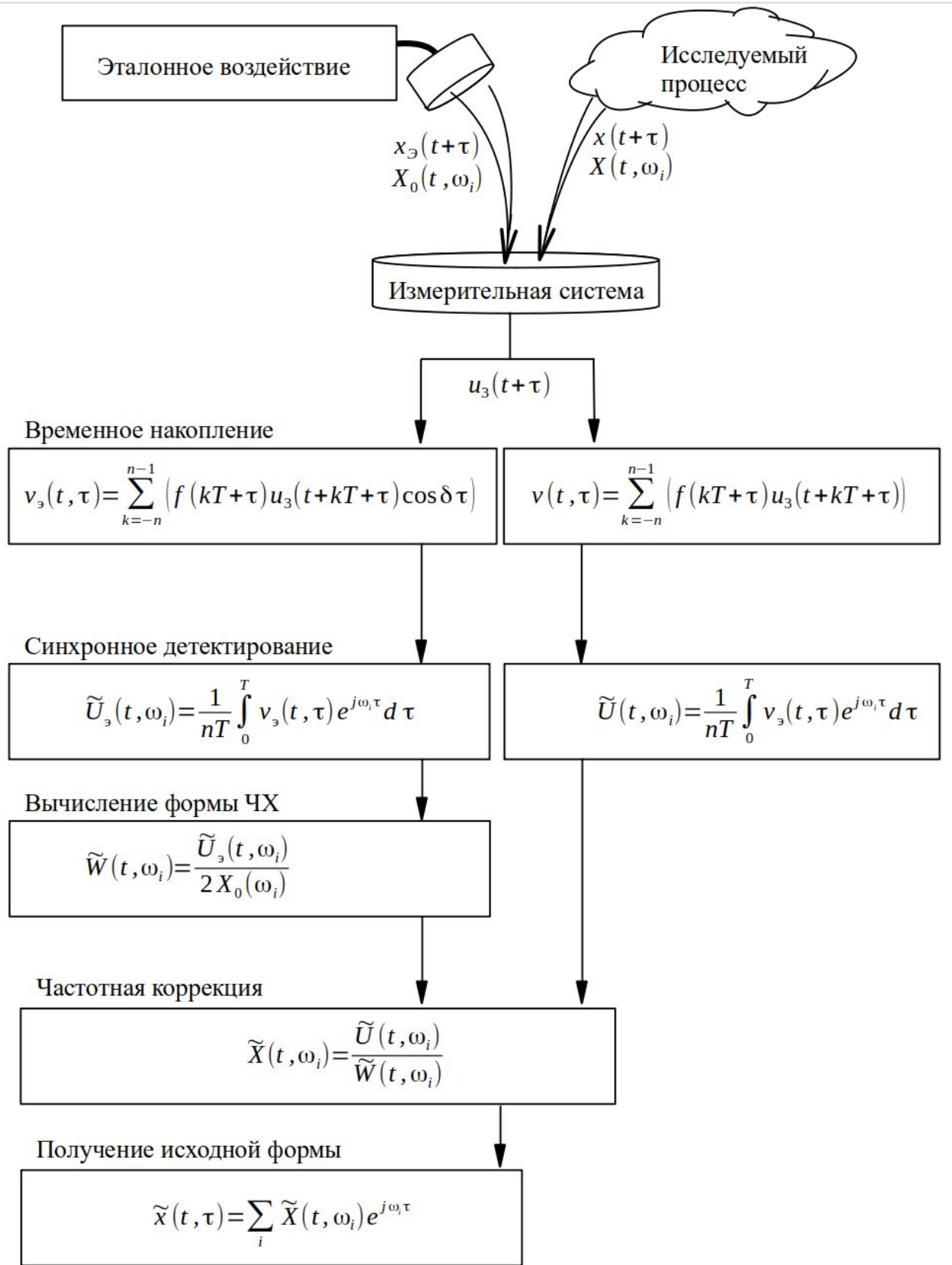


Рисунок 2.5. Схема вычислений алгоритма адаптивной коррекции

## **2.7 Особенности и ограничения метода и алгоритма адаптивной коррекции**

Работоспособность предлагаемого метода и алгоритма в значительной мере зависит от того, насколько полно соблюдаются условия измерений, среди которых следует выделить следующие:

1) Значение периода исследуемого процесса должно быть точно определено по часам измерительной системы. В рассматриваемых аэроэлектро-разведочных системах процесс управления ею осуществляется единой вычислительной системой, это требование удовлетворяется автоматически.

2) На аппаратном уровне эталонное воздействие должно в максимальной степени соответствовать основному наблюдаемому процессу. Более того, и основное наблюдаемое, и эталонное воздействие должны подаваться одновременно в виде линейной суперпозиции на один и тот же чувствительный элемент измерительной системы. Для осуществления адаптивной коррекции при измерениях переменного магнитного поля эталонное воздействие должно возбуждаться именно источником переменного магнитного поля – стабильным относительно чувствительного датчика диполем или системой диполей. Точность коррекции в этом случае будет зависеть от того, насколько полно удастся исключить искажения при передаче эталонного воздействия от источника к датчику.

3) Согласно условию стационарности не только все измеряемые воздействия, но и частотная характеристика измерительной системы должны оставаться в достаточной степени неизменными в продолжение интервала накопления.

4) Основное измеряемое воздействие обычно хотя медленно, но все же изменчиво во времени. Целью измерений, собственно, и является определение этих изменений. Однако изменчивость параметров периодического сигнала на входе измерительной системы неизбежно приводит к появлению в спектре до-

полнительных составляющих. Для работы алгоритма адаптивной коррекции необходимо, чтобы эти изменения не оказывали существенного влияния на частотах эталонного воздействия. Отсюда получается, что, с одной стороны, для обеспечения точности эти частоты должны быть расположены как можно ближе к частоте измеряемого сигнала, а с другой – достаточно далеко, чтобы исключить влияние модуляций. Разрешение этого компромисса в значительной мере может быть достигнуто при использовании в детекторе эталонного сигнала несколько большего (по сравнению с детектором основного сигнала) интервала времени когерентного накопления. При этом полоса детектирования сужается и степень влияния модуляций несколько уменьшается. Следует только иметь в виду, что при слишком больших временах накопления возможно появление ошибок коррекции, связанных с быстрым изменением свойств измерительной системы (например, при интенсивном прогреве).

5) На относительно узком интервале частот  $\omega - \delta < \omega < \omega + \delta$  частотную характеристику приемной системы можно считать линейной функцией частоты лишь при условии  $\delta \ll \omega$ . На существенно низких частотах исследуемого процесса, соизмеримых с  $\delta$ , адаптивный алгоритм мало эффективен. Эта особенность ограничивает возможность применения адаптивной коррекции аэроэлектроразведочной системы в области инфранизких частот.

## **2.8 Адаптивная коррекция в аэроэлектроразведочной зондирующей системе**

Рассмотрим работу алгоритма адаптивной коррекции при измерении тока возбуждающего диполя, а также при измерении вектора поля индукционным приемником.

### **2.8.1 Адаптивная коррекция при измерениях тока возбуждающего диполя**

Обобщенная схема измерения показана на Рис. 2.6. Согласно схеме пери-



одический во времени ток возбуждающего диполя  $I_{изм}$  пропускается через прецизионный измерительный шунт  $R1$ , напряжение с которого через делитель, образованный резисторами  $R3$  и  $R4$ , подается на вход измерительной системы. На тот же вход, через делитель, образованный резисторами  $R2$  и  $R4$ , подается эталонный ток, формируемый прецизионным источником.

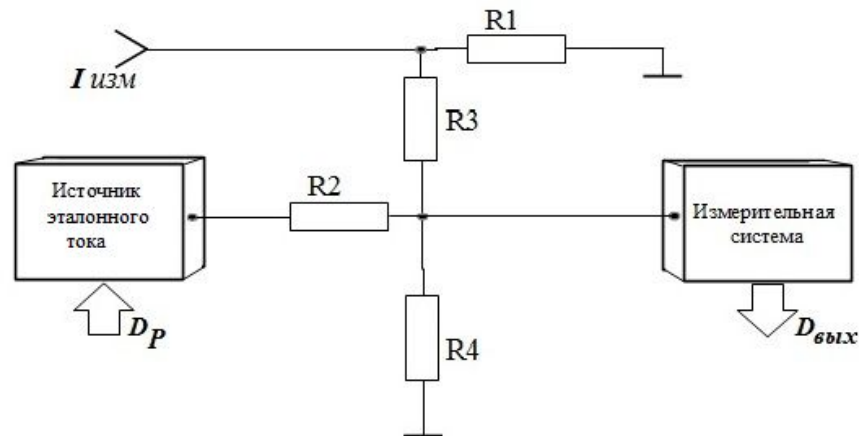


Рисунок 2.6. Схема измерения тока возбуждающего диполя с использованием адаптивной коррекции

В соответствии с предложенным базовым алгоритмом после выполнения соответствующих вычислений будут получены следующие значения спектров основного и эталонного сигналов с учетом искажений, обусловленных несовершенством измерительной системы:

$$\check{U}(t, \omega_k) = \check{K}_{ПР}(t, j\omega_k) \frac{R1(t)R4(t)}{R3(t)+R4(t)} \check{I}_{изм}(t, \omega_k) \quad (2.35)$$

для основного измеряемого тока, и

$$\check{U}_{э}(t, j\omega_k) = \check{K}_{ПР}(t, j\omega_k) \frac{\check{S}_{э}(j\omega_k)R4(t)}{R2(t)+R4(t)} \quad (2.36)$$

для эталонного.

Здесь:  $S_{э}$  – расчетный спектр эталонного тока, создаваемого прецизионным источником – цифро-аналоговым преобразователем;  $K_{ПР}$  – коэффициент преобразования.

Принимая во внимание, что  $R2(t) \approx R3(t)$  – эти измерительные резисторы специально подбираются равными по свойствам и номиналу – отношение двух полученных величин составляет:

$$\frac{\check{U}(t, j\omega_k)}{\check{U}_\varnothing(t, j\omega_k)} \approx \frac{R1(t)}{\check{S}_\varnothing(t)} \check{I}_{изм}(t, j\omega_k), \quad (2.37)$$

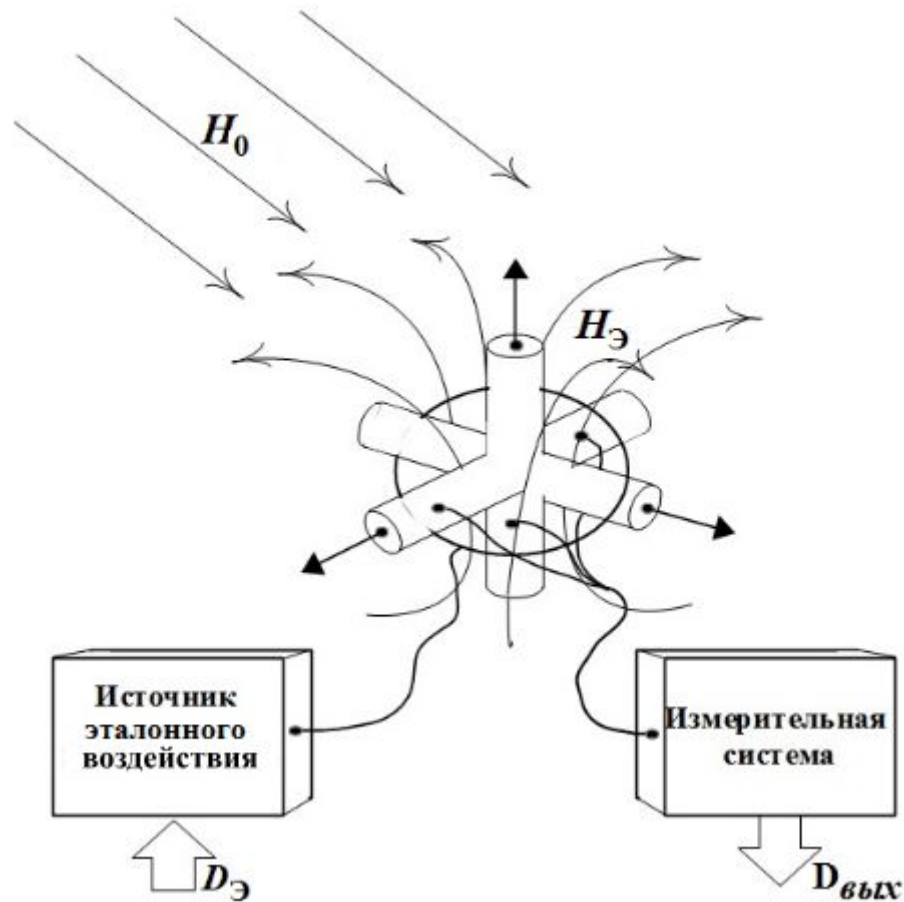
после чего

$$\check{I}_{изм}(t, \omega_k) = \left[ \frac{\check{S}_\varnothing(j\omega_k)}{R1(t)} \right] \frac{\check{U}(t, \omega_k)}{\check{U}_\varnothing(t, j\omega_k)}. \quad (2.38)$$

В выражении (2.38): левая часть – приближенное значение спектра возбуждающего тока, в правой – результат измерений, умноженный на величину, предполагаемую известной – отношение двух аппаратных параметров, подверженных изменчивости во времени в минимальной степени – масштабного коэффициента прецизионного источника эталонного сигнала и сопротивления прецизионного измерительного шунта. Временная же изменчивость значения коэффициента преобразования измерительной системы  $\check{K}_{ПР}$  весьма заметная при температурном дрейфе, после адаптивной коррекции оказывается скомпенсированной.

### 2.8.2 Адаптивная коррекция при измерениях вектора поля

Схема измерительной системы векторного индукционного приемника при использовании адаптивной коррекции приведена на Рис. 2.7. Непосредственно измеряемая величина является векторной, а связь между источником эталонного сигнала и приемными рамками чувствительного датчика осуществляется по магнитному потоку посредством пропускания тока через витки специальной катушки, расположенной в непосредственной близости от чувствительных приемных рамок индукционного датчика.



*Рисунок 2.7. Адаптивная коррекция при измерении параметров переменного магнитного поля*

На первый взгляд кажется, что адаптивную коррекцию при измерениях вектора поля можно было бы осуществить, подавая эталонный сигнал непосредственно на усилительные входы блока электроники измерительной системы, однако в этом случае не учитывается, что приемные рамки индукционного датчика не являются независимыми источниками сигнала, а составляют часть входного каскада усилителя и фильтра верхних частот. Эта взаимосвязь является определяющей в работе всей измерительной системы, поэтому эталонный сигнал должен восприниматься датчиком именно как эталонный магнитный поток.

На выходе измерительной системы формируется поток цифровых данных, соответствующий структуре сигналов частотного триплета для каждой из

основных частот зондирующего спектра. Результатом когерентного накопления и вычисления комплексных амплитуд на каждой из зондирующих частот спектра, согласно (2.24), (2.26), будут значения  $\check{U}(t, j\omega_k)$  для основного и  $\check{U}_\varepsilon(t, j\omega_k)$  – для эталонного воздействий. Заманчивым представляется выполнение процедуры адаптивной коррекции, аналогичной (2.38), однако введение такой поправки требует дополнительной проверки.

Рассмотрим в частотной форме процесс формирования сверток детектирования для сигналов индукционного датчика. При этом учтем, что результат измерений – вектор, составленный из соответствующих поканальных значений амплитуд как для сверток основного сигнала  $\check{U}$ , так и для эталонного  $\check{U}_\varepsilon$ , а коэффициенты преобразования – комплексные матрицы  $3 \times 3$ . Будем полагать, что все параметры относятся к одной из зондирующих частот и к одному интервалу накопления  $t$ . Отметим лишь зависимость некоторых параметров от внешних факторов, объединив их символом  $\theta$ .

$$\begin{aligned} \check{U}(\theta) &= q \check{W}(\theta) \check{k}_s \check{H}, \\ \check{U}_\varepsilon(\theta) &= q \check{W}(\theta) \check{k}_c \check{I}_\varepsilon. \end{aligned} \quad (2.39)$$

В приведенных выражениях:  $\check{W}(\theta)$  – матричный коэффициент преобразования электронной измерительной системы;  $\check{k}_s$  – матричный коэффициент чувствительности индукционной системы датчика;  $\check{H}$  – вектор измеряемого поля;  $\check{k}_c$  – вектор, составленный из коэффициентов связи тока диполя – эталонного источника поля с выходными сигналами трех приемных рамок;  $\check{I}_\varepsilon$  – скалярное значение комплексной амплитуды тока катушки эталонного источника;  $q$  – скалярный множитель – масштабный коэффициент.

В приведенных формулах отражено, что изменчивость результатов измерений под действием изменений температуры, давления, влажности воздуха и т. п. обусловлена, в подавляющей степени, поведением электронной части си-

стемы ( $\check{\mathbf{W}}(\theta)$ ). Поведение же индукционного датчика по отношению к измеряемому полю ( $\check{\mathbf{k}}_S \check{\mathbf{H}}$ ), равно как и к эталонному ( $\check{\mathbf{k}}_C I_{\mathcal{E}}$ ) можно в первом приближении полагать не зависящими от внешних условий, что хорошо согласуется с многочисленными экспериментами.

Вычисление параметров поправки к показаниям векторного датчика сводится к определению по данным эталонного процесса матрицы  $\check{\mathbf{W}}(\theta)\check{\mathbf{k}}_S$ . К сожалению, решение этой задаче неоднозначно. Оно может быть получено в виде:

$$\check{z}_{ij} = \delta_{ij} \frac{\check{k}_{Ci} q I_{\mathcal{E}}}{U_{\mathcal{E}i}(\theta)}, \quad (2.40)$$

где  $\delta_{ij}$  – символ Кронекера,  $i, j = x, y, z$ . Однако значение  $\check{\mathbf{z}}$  удовлетворяет (2.39) лишь в том случае, если  $\check{\mathbf{W}}(\theta)$  диагональна, а коэффициент связи  $\check{\mathbf{k}}_C$  известен.

Если представить  $\check{\mathbf{z}}^{-1} = \check{\mathbf{W}}^{-1}(\theta) + \check{\mathbf{m}}(\theta)$ , то введение поправки будет соответствовать:

$$\check{\mathbf{k}}_S^{-1} \check{\mathbf{z}}^{-1} \check{\mathbf{U}}(\theta) = \check{\mathbf{H}} + \check{\mathbf{m}}(\theta) \check{\mathbf{H}}. \quad (2.41)$$

Первое слагаемое в правой части выражения (2.41) адекватно. Это и есть истинное значение поля, не зависящее от условий измерения ( $\theta$ ). Оно, правда, может быть получено только при известном значении матрицы  $\check{\mathbf{k}}_S$ , но это значение можно надеяться получить в сложном калибровочном эксперименте. Второй же член в правой части данного выражения – внесенная ошибка коррекции. Если матрица  $\check{\mathbf{W}}$  диагональна, то ошибка коррекции объясняется лишь неточностью априорного указания значения коэффициента связи  $\check{\mathbf{k}}_C$  в (2.40) (к сожа-

лению, это значение, так же, как и значение матрицы  $\check{\mathbf{k}}_S$ , можно лишь подбирать в сложных калибровочных экспериментах).

В свете вышеизложенного важно оценить количественно степень влияния принципиально неустранимой части внесенной ошибки, отметив следующее:

1) Значительная часть неадекватной внесенной ошибки оказывается связанной с некоторой неопределенностью в отношении коэффициента связи  $\check{\mathbf{k}}_C$ .

Согласно (2.41) измеренный вектор поля оказывается искаженным разномасштабным влиянием коэффициента связи, более того, внесенная ошибка коррекции оказывается зависящей от внешних условий.

2) Изменчивость под воздействием внешних условий коэффициентов матрицы  $\check{\mathbf{W}}(\theta)$  и ошибка определения  $\check{\mathbf{k}}_S$  после настроек составляют примерно 0,5–1%. При проектировании и изготовлении электронных блоков и датчиков стараются добиться такого состояния измерительной системы, чтобы матрицы  $\check{\mathbf{W}}$  и  $\check{\mathbf{k}}_S$  были как можно более близки к единичным, а коэффициент связи  $\check{\mathbf{k}}_C$  – к единичному вектору, однако эта задача очень сложна с учетом неизбежных различий в поведении датчика на разных частотах и непредсказуемости влияния окружающих проводящих предметов в зоне проведения лабораторных калибровок. Практика показывает, что с учетом всех особенностей стендовых измерений относительная точность, достижимая в режиме адаптивной коррекции для индукционной приемной системы, составляет порядка  $10^{-2} - 10^{-3}$ . Это означает, что для достижения необходимой точности зондирования одной лишь адаптивной коррекции недостаточно, но полученная точность контроля частотных характеристик все же обеспечивает необходимую долговременную стабильность измерительного процесса.

Данное обстоятельство обязательно должно быть принято во внимание

при проектировании зондирующей системы, поскольку существенно влияет на точность измерений (см. Раздел 2.3).

## 2.9 Применение адаптивной коррекции, стабилизация работы зондирующей системы

Использование метода и алгоритма адаптивной коррекции, то есть непрерывного контроля и коррекции в процессе работы результатов измерений как приемной, так и возбуждающей систем позволяет не только исключить влияния измерительных искажений, но и обеспечить общую стабилизацию работы всей зондирующей системы.

В 2.5 показано, что адаптивная коррекция для каждого из измерительных каналов зондирующей системы выполняется в следующей последовательности:

1) Введение в исследуемый процесс дополнительного эталонного воздействия. Формирование осуществляется согласно (2.33).

2) Разделение потоков цифровых данных, полученных в результате АЦП, на два блока данных, соответствующих основному и эталонному измерениям (в соответствии с (2.24) и (2.25)).

3) Вычисление на основе эталонного спектра параметров частотной характеристики измерительного преобразования (согласно (2.28)).

4) Введение корректирующей поправки (согласно (2.31)).

Для завершения работы метода и общей стабилизации работы зондирующей системы в целом необходимо выполнить коррекцию результатов измерений поля с учетом контроля работы и приемной и возбуждающей систем.

Принимая во внимание изменчивость в медленном времени амплитуды и фазы тока зондирующего диполя и полагая  $\check{\mathbf{M}}(t, j\omega_i) = \mathbf{n} N S \check{I}_i(t, j\omega_i)$ , с учетом (1.8) получаем:

$$\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}^{\delta}(j\omega_i) = \frac{\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}(t, j\omega_i)}{\check{I}_i(t, j\omega_i)} = NS \left[ \check{\mathbf{W}}_{\Sigma}(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega_i) + \mathbf{G}_3(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \right] \mathbf{n}. \quad (2.42)$$

Значение комплексной амплитуды тока диполя  $\check{I}_i(t, j\omega_i)$  – есть результат измерения тока диполя по схеме Рис. 2.6 с применением адаптивной коррекции. Теперь (2.42) описывает скорректированное значение суммарного измеряемого поля  $\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}^{\delta}(j\omega)$  и не зависит от временной изменчивости вектора момента.

Следует также отметить, что при применении операции (2.42) к результатам измерений поля, не содержащего отклик от зондируемой среды и иных проводящих объектов в зоне возбуждения, скорректированное значение  $\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}^{\delta}(j\omega)$  становится одинаковым для всех частот возбуждающего спектра, принимая при этом чисто действительное значение. Такой спектр соответствует работе виртуального дипольного источника поля с временным изменением значения момента в форме последовательности  $\delta$  – импульсов (дельта-излучателя).

Приведенную последовательность операций и общую эффективность применения метода адаптивной коррекции рассмотрим поэтапно на примере работы реальной аэроэлектроразведочной системы с полигармоническим возбуждением.

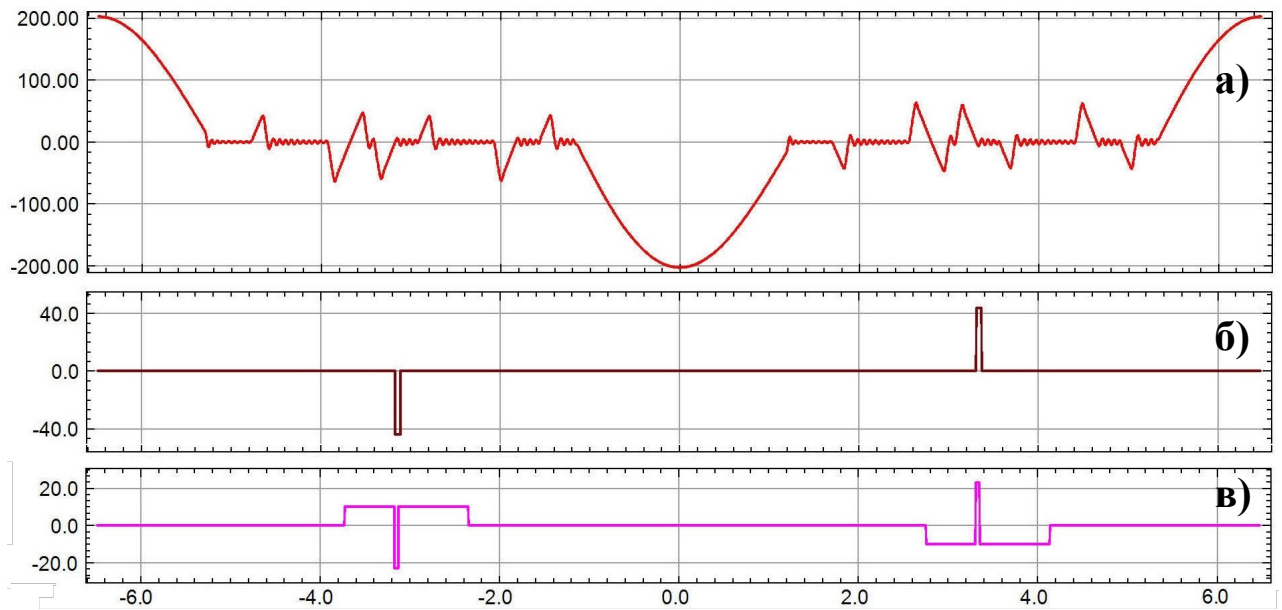
### 2.9.1 Формирование эталонного процесса

На Рис. 2.8\* показана форма тока, возбуждаемого в цепи возбуждающего диполя (а), а также форма эталонного воздействия, подаваемого в виде тока в цепь возбуждающего диполя (б) и в виде эталонного поля (в) в катушку эталонного излучателя, расположенного вблизи приемных рамок индукционного датчика. В соответствии с (2.33) воздействия (б) и (в) модулированы по амплитуде частотой, соответствующей интервалу для «невидимых» частот  $\delta$ .

---

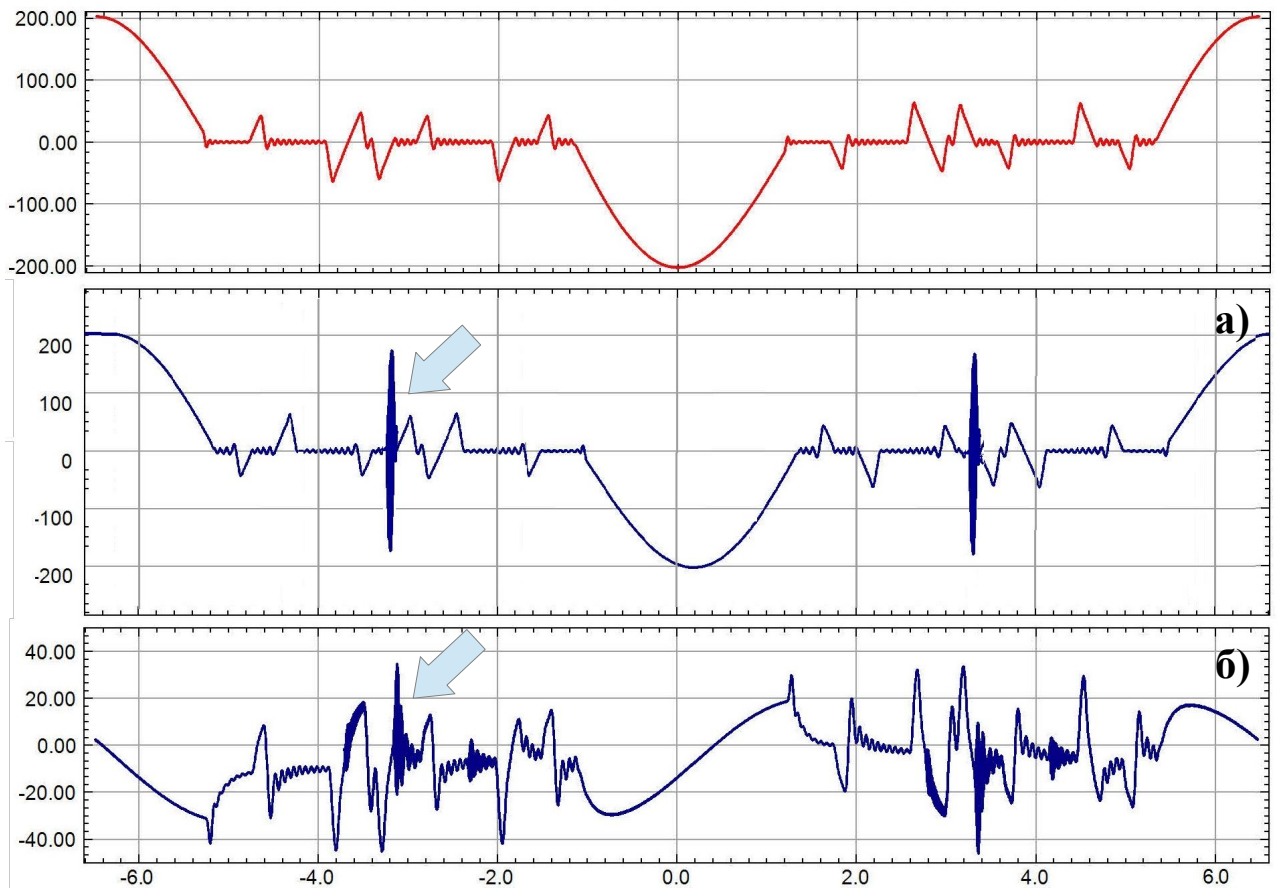
\*Для построения рисунков 2.8 – 2.16 использованы результаты измерений сигналов, полученные аэроэлектроразведочной системой «Экватор» (см. Глава 6).





*Рисунок 2.8. Временная форма зондирующего поля (а) и токов эталонного воздействия: в канале измерения тока зондирующего диполя (б) и в канале измерения сигнала индукционного датчика (в)*

На выходе соответствующих измерительных каналов наблюдаются сигналы, обусловленные совокупным влиянием как основного зондирующего, так и эталонного воздействий. На Рис. 2.9 показана форма сигналов на выходе измерительного преобразований после оцифровки в канале измерения тока возбуждающего диполя (а) и в канале измерений сигнала индукционного датчика (б). Эталонное воздействие амплитудно модулировано, эта модуляция видна на графиках в виде утолщений и отмечена стрелками. На Рис. 2.9-б хорошо видны значительные искажения в канале измерений сигналов индукционного датчика, обусловленные особенностями частотной характеристики (форма тока в цепи основного возбуждающего диполя показана на верхнем графике).



*Рисунок 2.9. Сигналы на выходе измерительных преобразований:  
в канале измерения тока зондирующего диполя (а)  
в одном из каналов измерения сигналов индукционного датчика (б)*

### **2.9.2 Разделение форм основного и эталонного процессов**

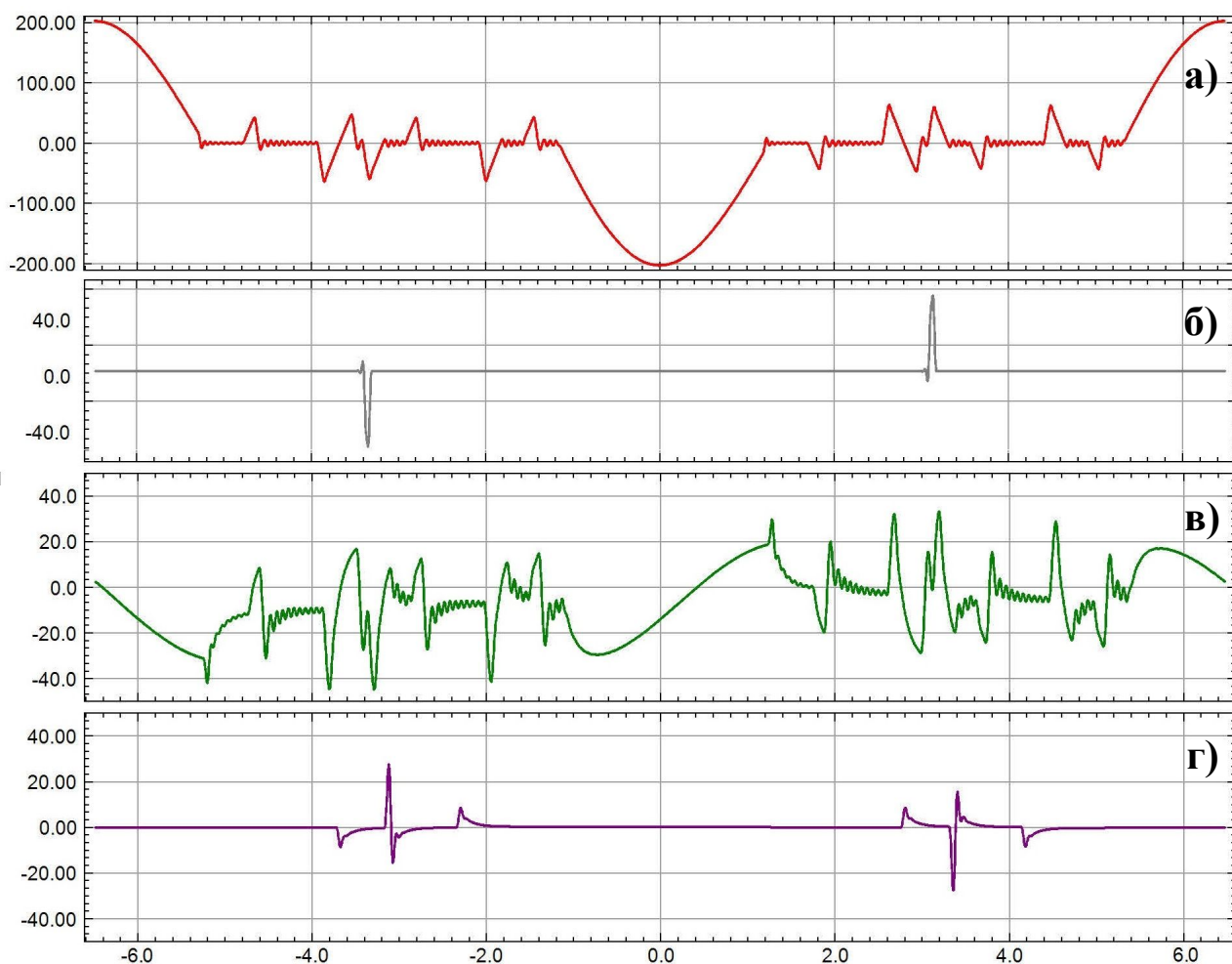
В соответствии с (2.24) и (2.25) измерительные данные, приведенные на Рис. 2.9-а и Рис. 2.9-б, разделяются на составляющие, отвечающие основному и эталонному воздействиям. На Рис. 2.10 приведены результаты такого разделения:

(а) – реакция измерителя на основное воздействие в канале тока зондирующего диполя;

(б) – реакция измерителя на эталонное воздействие в канале тока зондирующего диполя;

(в) – реакция измерительной системы индукционного датчика на основное зондирующее поле;

(г) – реакция измерительной системы индукционного датчика на эталонное воздействие.



*Рисунок 2.10.Разделение эталонного и основного воздействий*

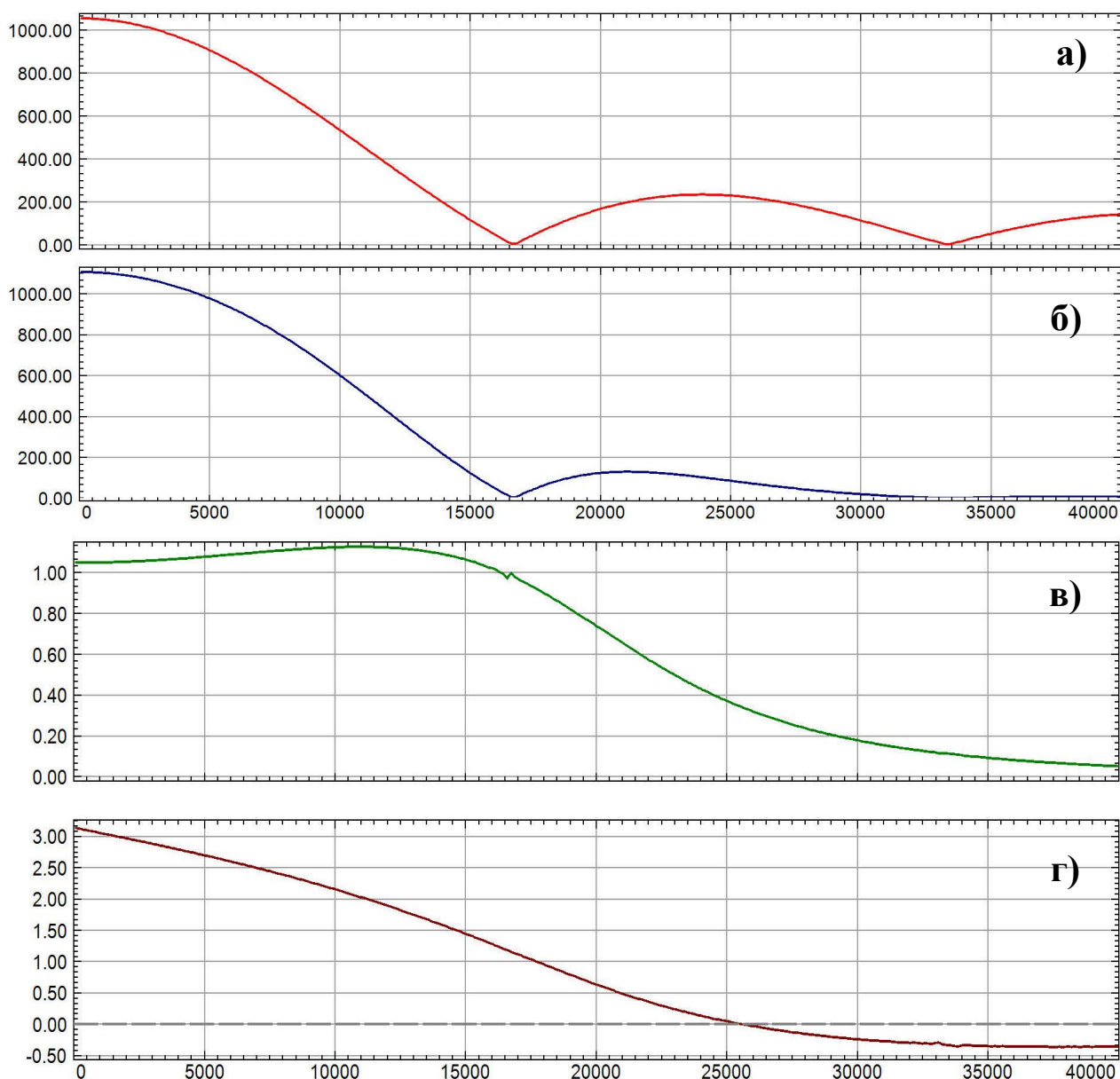
На рисунке можно видеть многие особенности работы измерительной системы. Так на графике (б) хорошо видны незначительные искажения при измерении эталонного воздействия, хотя на самом графике тока (а) оно практически незаметно. На графике (в) (реакция индукционного датчика на зондирующее поле) хорошо виден характер измерительных искажений, обусловленных особенностями условий функционирования и связанной с ними сложной формой частотной характеристики приемной системы. Здесь важно сравнить графики Рис. 2.9-б и Рис. 2.10-в. На последнем влияние эталонного воздействия совершенно не заметно. На графике (г) показана реакция индукционного датчи-

ка на эталонное воздействие (Рис. 2.8-в). На графике хорошо видны искажения, обусловленные сложностью частотной характеристики индукционного датчика.

### **2.9.3 Определение частотных характеристик**

Несовершенство частотных характеристик преобразований оказывает на основное зондирующее и эталонное воздействия одинаковое влияние. Согласно (2.28) частотную характеристику измерительного преобразования можно вычислить, выполнив преобразование Фурье для сигнала реакции измерительной системы на эталонное воздействие, а также и для самого эталонного воздействия, и поделив друг на друга компоненты получившихся спектров на каждой из частот. На Рис. 2.11 показаны спектры эталонного процесса на входе и выходе измерительного преобразования в канале измерения тока зондирующего диполя (на рисунке показано распределение амплитуд по спектру):

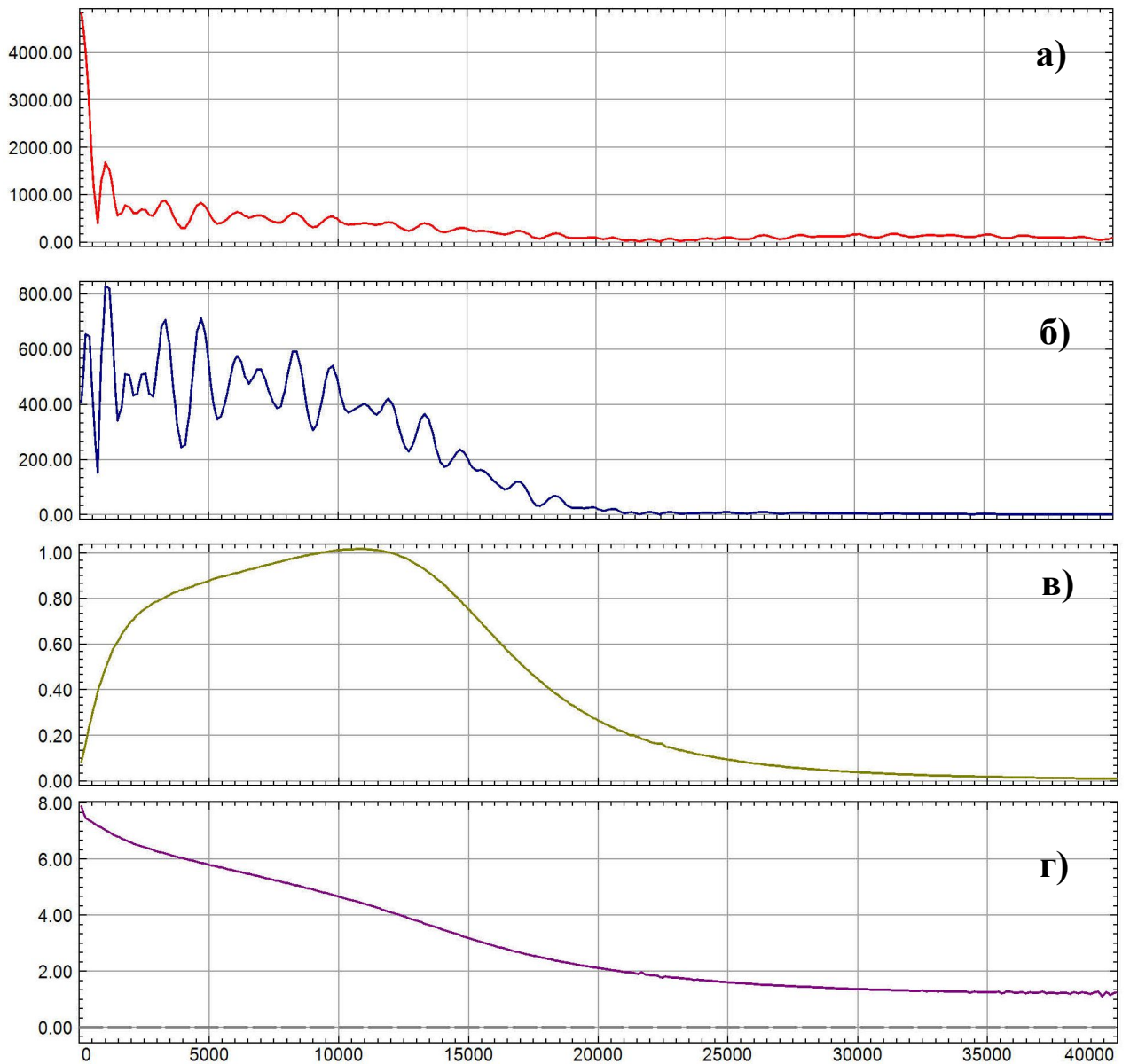
- а) спектр эталонного воздействия,
- б) спектр реакции системы на эталонное воздействие
- в) и г) АЧХ и ФЧХ измерительной системы соответственно.



*Рисунок 2.11. Спектры эталонного воздействия в канале измерения тока зондирующего диполя и полученная частотная характеристика*

Аналогичные преобразования выполняются и для каналов измерения сигналов индукционного датчика. Соответствующие графики приведены на Рис. 2.12. На рисунке:

- а) – спектр значений амплитуды тока диполя-излучателя эталонного поля,
- б) – спектр значений амплитуды сигнала на выходе одного из каналов измерения индукционного датчика,
- в) и г) – АЧХ и ФЧХ канала приемной системы соответственно.

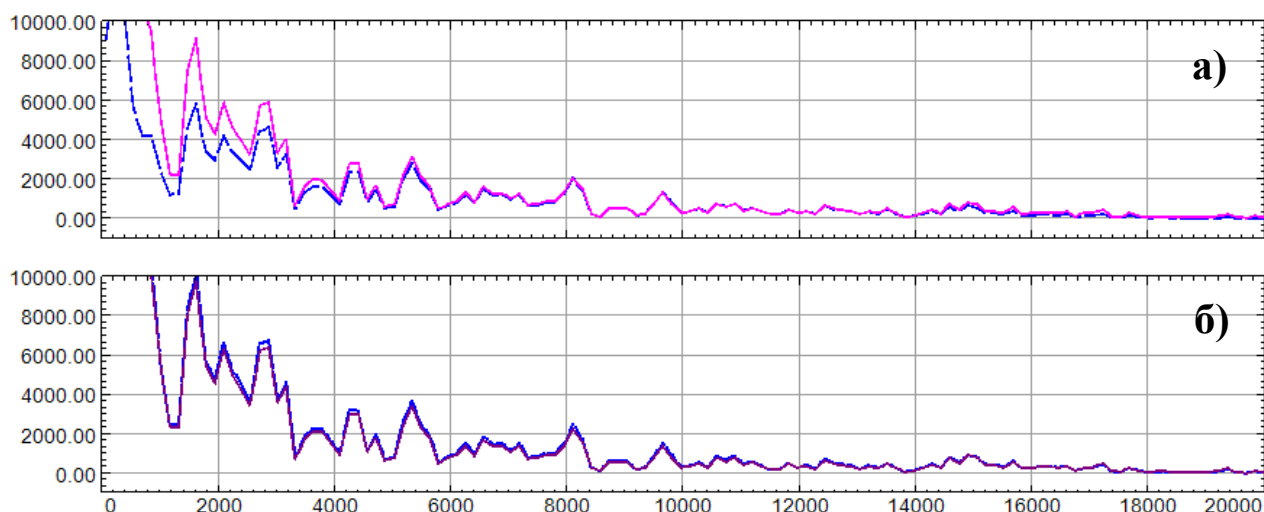


*Рисунок 2.12. Спектры эталонного воздействия, АЧХ и ФЧХ приемной системы*

#### **2.9.4 Введение корректирующей поправки в результаты измерений основных сигналов**

Согласно (2.31) для введения корректирующих поправок, соответствующих результатам определения частотных характеристик, достаточно спектры основных сигналов после разделения на каждой из частот домножить на комплексное значение, обратное значению частотной характеристики. На

Рис. 2.13 приведены спектры сигнала индукционного датчика (а) и тока зондирующего диполя (б) до и после коррекции.



*Рисунок 2.13. Частотная коррекция в каналах измерения:*

*а) – сигналов приемных рамок;*

*б) – тока основного возбуждающего диполя*

На верхней паре графиков (спектры сигнала индукционного датчика) результат коррекции выражен достаточно явно (особенно в области низких частот). Расхождение между исходным и скорректированным спектрами на нижней паре графиков (измерение тока зондирующего диполя), хотя и не столь выразительно, но все же достаточно принципиально по отношению к требованиям точности, предъявляемой к процессу зондирования.

Итак, частотная коррекция выполнена. В качестве дополнения можно подвергнуть скорректированные спектры измеренного тока диполя и сигнала индукционного датчика обратному преобразованию Фурье и получить, таким образом, скорректированную временную форму принятых и измеренных сигналов. Результат этой операции приведен на Рис. 2.14. На рисунке:

а) – временная форма тока в цепи зондирующего диполя;

б) – форма сигнала на выходе после измерительного преобразования сигнала индукционного датчика;

в) – результат адаптивной коррекции.



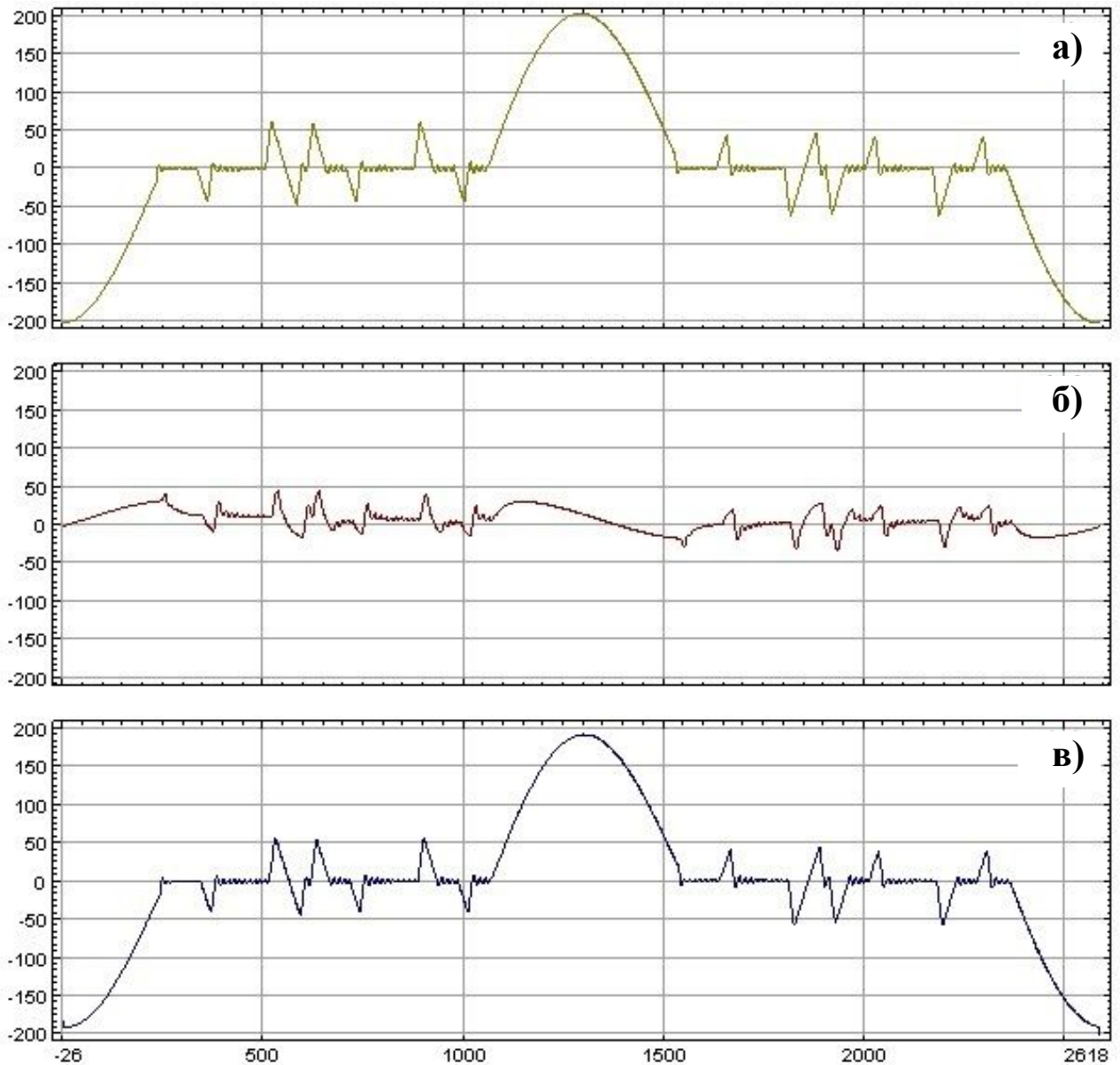


Рисунок 2.14. Коррекция временной формы сигнала на выходе измерительной системы индукционного датчика

## 2.9.5 Комплексная стабилизация зондирующей системы

Общая стабилизация работы зондирующей системы выполняется приведением в действие корректирующей поправки согласно (2.42). Соответственно, для каждой из частот зондирующего спектра может быть получено отношение:

$$\check{H}_\delta(j\omega_i) = \frac{\check{H}(t, \omega_i)}{NS \check{I}(t, j\omega)}, \quad (2.43)$$



где:  $\check{H}(t, j\omega_i)$  – скорректированный результат измерений приемной системы;  
 $\check{I}(t, j\omega)$  – скорректированный результат измерения спектра тока дипольного излучателя зондирующей системы;  $NS$  – число витков и площадь дипольного излучателя. Заметим, что величины  $\check{H}(t, j\omega_i)$  и  $\check{I}(t, j\omega)$  линейно взаимосвязаны: увеличение тока приводит к увеличению измеряемого поля.  $H_\delta(\omega_i)$  представляет собой вычисленную виртуальную форму спектра измеренного поля, при условии, что дипольный момент излучателя был постоянным на всех частотах зондирования как по амплитуде, так и по фазе. Рис. 2.15 иллюстрирует результат приведения.

Согласно (2.42) в отсутствие влияния отклика от зондируемой среды и других объектов в зоне возбуждения, а также при идеальных условиях функционирования системы адаптивной коррекции и постоянных геометрических параметрах зондирующей установки  $\check{H}_\delta(j\omega_i) = \check{H}_P = NS \mathbf{G}_3 \mathbf{n} = \text{const}(\omega)$  (где  $\mathbf{G}_3$  – геометрический фактор первичного поля). На рисунке же (Рис. 2.15 -в) видно, что полученная кривая отличается от горизонтальной прямой. В области частот, помеченной на графиках затемненной областью, это объясняется ограниченностью частотного диапазона зондирующей системы и может быть оставлено без внимания. Отклонение же кривой в области актуальных частот (левее затемненной области) от постоянного значения  $\check{H}_P$ , составляющее примерно 5% при чувствительности порядка  $10^{-5}$ , обусловлено совместным сложным влиянием факторов различной природы, внешних по отношению к процессу измерений, таких как:

- появление вихревых токов в проводящих элементах конструкции возбуждающей системы;
- наличие паразитной межвитковой емкости петлевого излучателя возбуждающего диполя;
- несовершенство конструкции индукционного датчика;

- несовершенство технической реализации схемы измерения тока в петлевом излучателе.

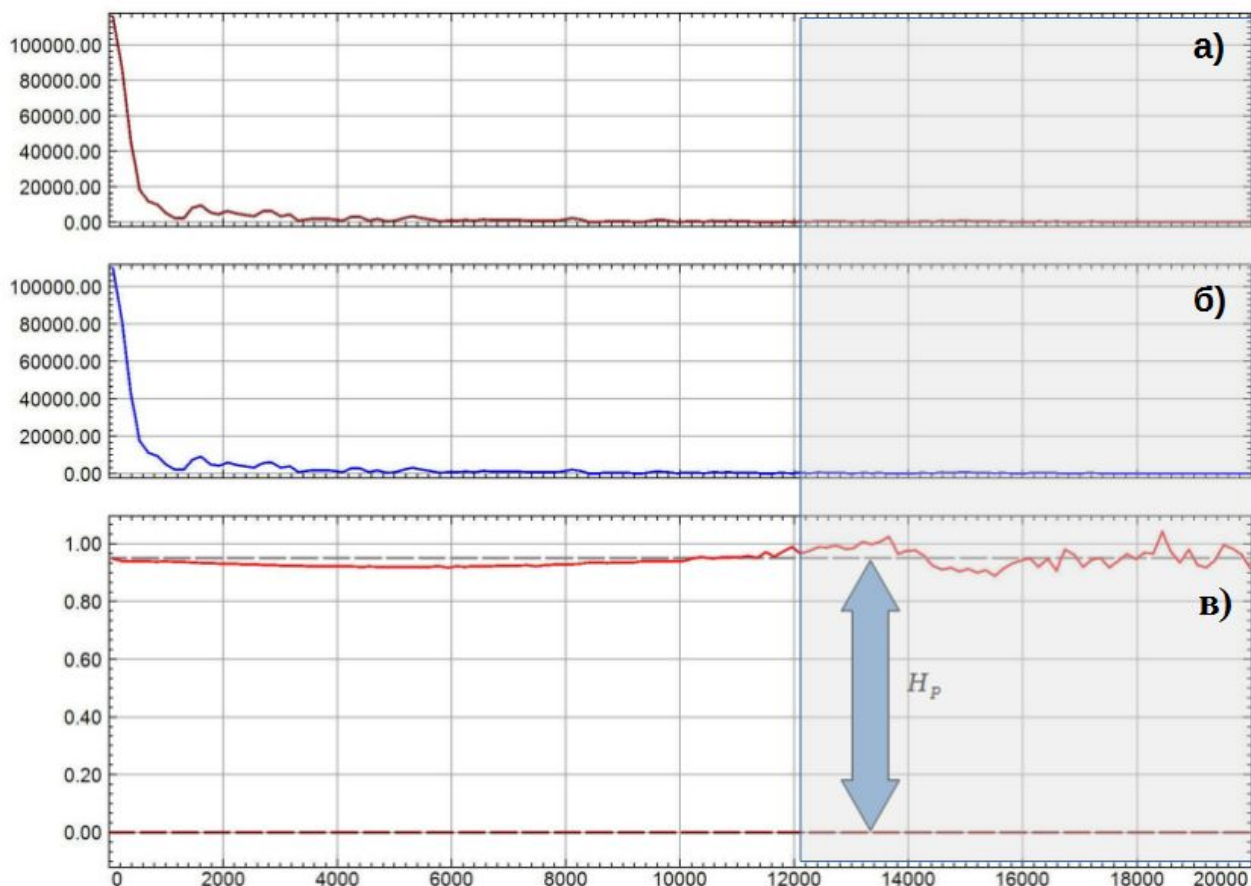


Рисунок 2.15. Приведение измеренного поля к спектру  $\delta$ -излучателя.

- а) – скорректированный спектр тока возбуждающего диполя;*
- б) – скорректированный спектр на выходе приемной измерительной системы;*
- в) –  $H_{\delta}(\omega)$ .*

Последнее означает, что для учета и компенсации искажающих факторов, внешних по отношению к работе аппаратуры, кроме адаптивной коррекции должны применяться другие методы и алгоритмы, разработке которых посвящены Главы 3 и 4 .

### 2.9.6 Оценка эффективности применения адаптивной коррекции

Практика показала, что адаптивная коррекция является важным и необходимым шагом в процессе обработки информации. Она несомненно эффективна

в части обеспечения долговременной стабильности работы зондирующей установки. Эту эффективность на примере реальных данных иллюстрирует Рис. 2.16.

На рисунке приведены графики измеряемых параметров на участке съемочного маршрута, зарегистрированные спустя примерно один час после выполнения настройки аппаратуры. Правая тройка графиков соответствует штатному режиму функционирования с применением адаптивной коррекции, в то время как для левой тройки при обработке данных процедура коррекции была отключена. На левой группе графиков хорошо видно появление ложных аномалий, обусловленных «сползанием» частотных характеристик измерительных преобразований вследствие теплового дрейфа.

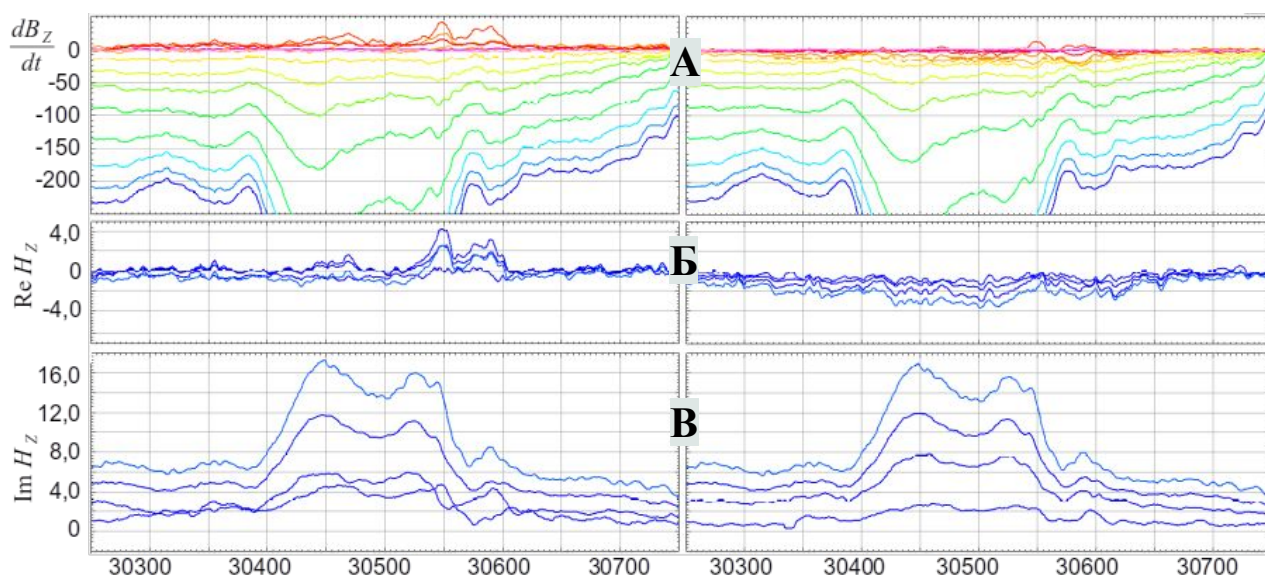


Рисунок 2.16. К оценке эффективности применения адаптивной коррекции (комплекс «Экватор»)

При отключенной адаптивной коррекции при измерениях поля отклика во временных каналах  $\frac{dB_z}{dt}$  (пара графиков (А)) видно появление ложной аномалии обратного знака (поле отклика принято считать отрицательным), которая при геофизической интерпретации может быть необоснованно истолкована как

влияние эффекта вызванной поляризации или вертикальной неоднородности разреза. Графики  $\text{Re } H_z$  (пара графиков (Б)) показывают, что с применением адаптивной коррекции влияние объекта повышенной электропроводности (в средней части графика) уверенно регистрируется, в то время как без коррекции вместо этого возникает столь же ложная аномалия. При определении амплитуды мнимой компоненты поля отклика (пара графиков (В)) при отсутствии адаптивной коррекции неадекватно завышены значения поля отклика на низких частотах.

Рис. 2.17 также демонстрирует эффективность применения алгоритма адаптивной коррекции применительно к задаче долговременной стабилизации измерительных характеристик аэроэлектроразведочной аппаратуры\*.

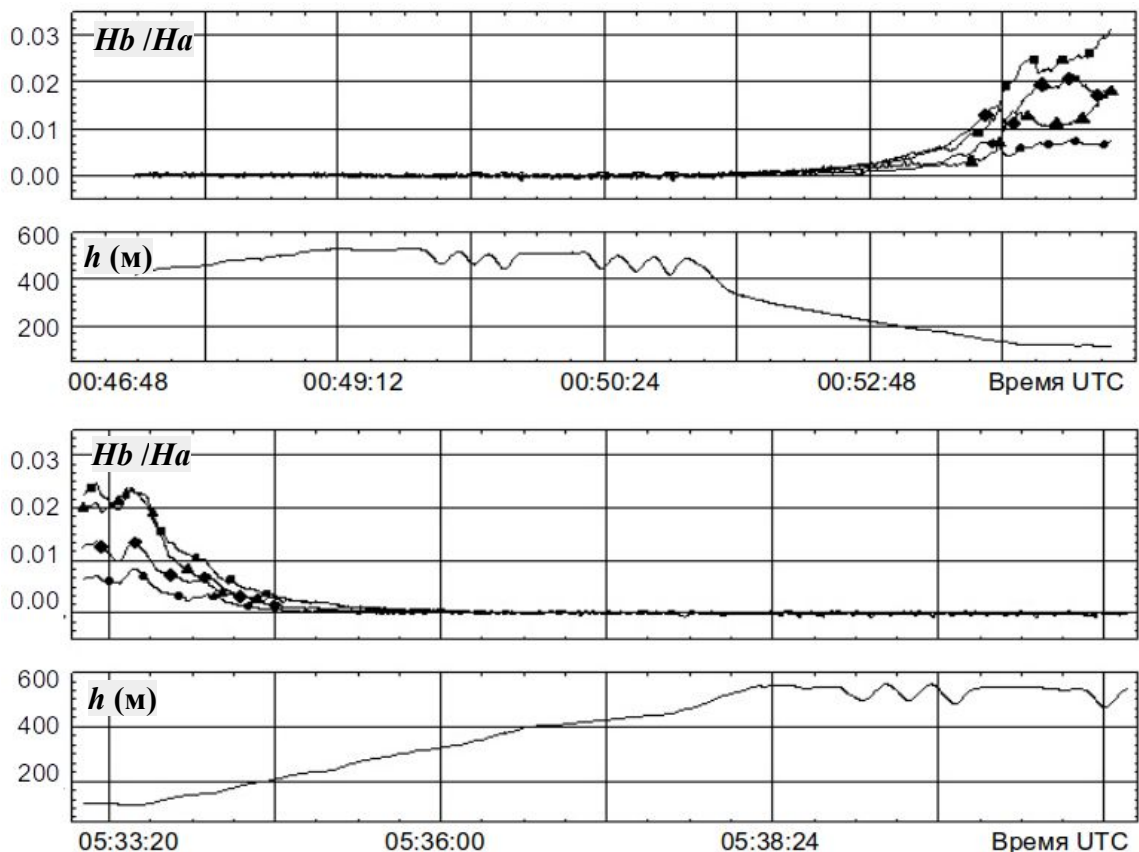


Рисунок 2.17. Эффективность алгоритма адаптивной коррекции

\* Графики построены с использованием экспериментальных данных системы EM4H (см. Глава 6)

Верхняя и нижняя пары рисунков соответствуют начальному и завершающему фрагментам одного съемочного полета. По горизонтальной оси отложено астрономическое время, по вертикальной – значения отношения поля отклика к первичному в точке приема, а также значение высоты установки над землей. По достижении высоты 400 м поле отклика становится пренебрежимо малым, а отношение близким к нулю, однако важно, что за время полета, составившего более пяти часов, измерительные характеристики зондирующей установки сохранили свое значение. Расхождение составило не более  $0,5 \cdot 10^{-4}$ , это значение фактически и определяет точность зондирования, соответствующую критерию чувствительности к полю отклика  $\beta = 0,0012$  (см. Табл. 2.2).

## **Выводы по ГЛАВЕ 2**

Данная глава посвящена освещению результатов разработки метода и алгоритма адаптивной коррекции и стабилизации измерительных характеристик аэроэлектроразведочных систем как с частотным, так и временным представлением результатов зондирования. Получены следующие результаты:

1) Приведены алгоритмы накапливающих преобразований при формировании регистрируемых результатов зондирования для спектральной и временной форм представления.

2) Приведен метод оценки амплитудных соотношений при регистрации и обработке сигналов для аэроэлектроразведочных систем различных типов с различными геометрическими параметрами. Выработан единый априорный критерий оценки чувствительности аэроэлектроразведочной системы к полю отклика от зондируемой среды.

3) Показана принципиальная необходимость и определены требования к стабильности измерительных характеристик зондирующих систем. Выполнена постановка задачи стабилизации методом адаптивной коррекции с использованием дополнительных источников эталонных воздействий.

4) Разработан алгоритм контроля частотных характеристик систем изменения параметров квазистационарных периодических процессов с последующим введением корректирующих поправок.

5) Приведены схемы аппаратной организации предложенного метода и алгоритма при измерениях токов зондирующих диполей и сигналов индукционного датчика аэроэлектроразведочной системы.

6) На основе практических результатов, полученных при практической эксплуатации аэроэлектроразведочной системы с полигармоническим возбуждением, показана эффективность метода и алгоритма для общей стабилизации работы аэроэлектроразведочной зондирующей системы и дана иллюстрация результатов последовательных преобразований в схеме вычислений алгоритма адаптивной коррекции. Экспериментально подтверждена возможность стабилизации измерительных характеристик зондирующей системы на уровне  $0,5 \cdot 10^{-4}$  (–86 дБ), что обеспечило высокое качество чувствительности системы к полю отклика  $\beta = 0,12\%$ .

### **Глава 3   Метод и алгоритм контроля геометрических параметров разнесенной зондирующей системы**

Наряду с повышением качества измерений сигналов в электронной аппаратуре зондирующей аэроэлектроразведочной установки важнейшим направлением повышения достоверности информации, получаемой при аэроэлектроразведочных исследованиях, является коррекция искажений, обусловленных неконтролируемой изменчивостью условий зондирования. В аэроэлектроразведочных системах с разнесенной нежесткой геометрией неконтролируемое изменение геометрических параметров зондирующей установки, свободное перемещение датчика приемной системы относительно источника зачастую становится настоящей проблемой. Отсутствие или низкая точность контроля геометрических параметров зондирующей установки существенно ограничивает качество и достоверность интерпретации получаемой геофизически значимой информации. Так или иначе это влияние обязательно учитывается и корректируется во всех аэроэлектроразведочных системах. От того, как и какими средствами выполняется контроль геометрии, во многом зависит не только облик и устройство аэроэлектроразведочной установки, но, что особенно важно, диапазон условий применения, спектр успешно решаемых геолого-геофизических задач.

#### **3.1 Методы контроля геометрических параметров условий зондирования**

Решение задачи коррекции искажений аэроэлектроразведочных измерений, обусловленных неконтролируемым изменением геометрии разнесенной установки в самой своей основе предполагает необходимость высокоточного контроля геометрических параметров взаимного углового и пространственного расположения: зондируемой среды, приемной измерительной системы и источника зондирующего поля, величины и направления вектора дипольного

момента.

Наиболее прямолинейный путь решения этой задачи – измерение расстояния между приемником и источником поля с помощью дифференциального режима глобальной спутниковой навигационной системы, а значения углов пространственной ориентации – классическими гиринерциальными измерителями (такая схема применена в аэроэлектроразведочном комплексе TEMPEST (CGG, Канада) [65]). Применительно к рассмотренному методу, следует отметить существенные сложности, связанные с его реализацией. Это и возможное влияние дополнительного оборудования на работу высокочувствительной приемной системы, и невозможность точного учета смещения антенн приемников СНС относительно центра возбуждающего диполя и центра чувствительности датчика приемной системы, сложность определения положения этих центров, и т. п.

Наиболее перспективным, применительно к задачам контроля геометрических параметров аэроэлектроразведочной зондирующей установки, представляется использование электромагнитных систем относительного позиционирования.

Первые упоминания о системах такого рода относятся к семидесятым годам [64]. Идея метода состоит в возбуждении низкочастотного переменного магнитного поля в заданной зоне и измерении компонент вектора этого поля подвижным приемником, связанным с контролируемым подвижным объектом. Сопоставление результатов векторных измерений с расчетными или экспериментально измеренными параметрами пространственного распределения значений магнитного поля позволяет определить положение подвижного объекта. В классической постановке используются корреляционно-экстремальные методы [2].

Теоретические предпосылки функционирования электромагнитных систем позиционирования основываются на войствах магнитного поля, возбуждаемого искусственными источниками – зависимости абсолютной величины век-



тора поля от расстояния до источника и зависимости направления вектора поля от направления от источника на приемник.

Устройства, работающие на принципах электромагнитного позиционирования, весьма разнообразны по назначению и особенностям конструкции, однако общим для них является измерение поля, возбуждаемого искусственным источником (или системой источников) магниточувствительным датчиком (или системой датчиков). Такие системы используются при контроле положения головы пилота в кабине летательного аппарата для визирования на отражающее стекло его шлема дополнительной информации, в некоторых системах виртуальной реальности, в медицинских приборах (определяется положение миниатюрной магнитной капсулы внутри тела пациента) [12], [10], [64], [1].

В России основные теоретические и практические результаты по электромагнитному позиционированию получены М.В.Желамским [11]. В этих работах для определения координат методом электромагнитного позиционирования используется априорная информация о пространственной структуре поля, которая вычисляется или синтезируется путем трехмерного картографирования, а для расчета координат применяются "...итерационные методы, построенные на минимизации целевых функций, в том числе и комбинированных, с элементами нормализации, составленных из измеряемых значений и значений, вычисляемых для предполагаемого набора координат подвижного объекта" [12].

Р.Смит [67] предложил для решения задачи относительного позиционирования между буксируемой приемной системой разнесенной зондирующей аэроэлектроразведочной установки и дипольным источником метод, позволяющий исключить из рассмотрения информацию об угловой ориентации. Метод предполагает, что и вектор момента излучателя и вектор чувствительности одной из рамок приемника вертикальны и коллинеарны. По сути, он основан на допущении, что и дипольный излучатель, и датчик приемной системы движутся прямолинейно, ориентированы вдоль траектории и не совершают существен-

ных угловых эволюций. В таком допущении можно полагать, что направление вертикальных осей системы координат возбуждающей и приемной систем приблизительно совпадают. Важным и основополагающим в предложенном методе является то, что для позиционирования не используются никакие дополнительные устройства, размещаемые в буксируемой гондоле. Чувствительный приемник аэроэлектроразведочной системы сам по себе является высокоточным измерителем переменного магнитного поля.

Очевидно, упрощающее предположение о стабильности геометрических параметров взаимного расположения источника поля и приемника нельзя считать вполне корректным. В условиях динамического движения пространственно разнесенной аэроэлектроразведочной установки оно приводит к значительным ошибкам при вычислении расстояний и углов. Некоторая коррекция этих ошибок достигается путем осреднения результатов измерений за интервал времени, существенно превышающий период угловых эволюций. Такое осреднение приходится выполнять за интервал в несколько секунд, что, конечно же, негативно сказывается на быстродействии всей системы.

С другой стороны, итерационные корреляционно-экстремальные алгоритмы, предложенные М.В.Желамским, представляются слишком громоздкими для применения в структуре вычислительной обработки значительных по объему данных, получаемых при работе аэроэлектроразведочных комплексов.

В данной работе предложен простой в вычислительном отношении алгоритм, позволяющий на основании априорной информации о свойствах возбуждающей и приемной систем аэроэлектроразведочной установки определить параметры радиус-вектора положения точки расположения приемника относительно возбуждающей системы, а также определить параметры их взаимной угловой ориентации.

### 3.2 Метод определения геометрических параметров зондирующей системы

#### 3.2.1 Основания решения задачи электромагнитного позиционирования

Пусть в точке пространства, совмещенной с началом базовой системы координат (Рис. 3.1), располагается точечный магнитный дипольный излучатель с вектором дипольного момента  $\mathbf{M}$ . Тогда для любой точки пространства, координаты которой задаются радиус-вектором  $\mathbf{r}$ , может быть вычислен вектор напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}$  [9]:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} ([\mathbf{M} \times \mathbf{r} \times \mathbf{r}] + 2(\mathbf{M}, \mathbf{r})\mathbf{r}). \quad (3.1)$$

Это выражение может быть приведено к более удобному виду:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} (3\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - \mathbf{I}) \mathbf{M} = \mathbf{\Omega}(\mathbf{r}) \mathbf{M}, \quad (3.2)$$

где:  $\mathbf{e}_R = \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}$ ;  $\mathbf{e}_R^T \mathbf{e}_R = (\mathbf{e}_R, \mathbf{e}_R) = 1$ ;  $\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T = \begin{pmatrix} e_x e_x & e_x e_y & e_x e_z \\ e_y e_x & e_y e_y & e_y e_z \\ e_z e_x & e_z e_y & e_z e_z \end{pmatrix}$ ;  $\mathbf{\Omega}$  – действительная матрица, определяющая связь между вектором напряженности поля  $\mathbf{H}$  в точке с радиус-вектором  $\mathbf{r}$  и вектором момента возбуждающего диполя  $\mathbf{M}$ .

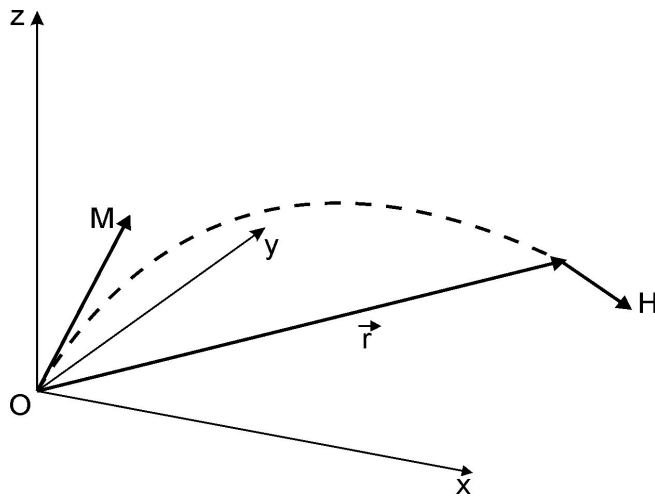


Рисунок 3.1. Поле точечного магнитного диполя

Среди свойств матрицы  $\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})$  наиболее важными являются следующие:

1) Матрица  $\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})$  является невырожденной везде, где она определена, то есть, везде, кроме  $\mathbf{r} = 0$ . Следовательно, везде существует и обратная матрица,  $\mathbf{\Theta}(\mathbf{r})$ , такая, что:

$$\mathbf{M} = \mathbf{\Theta}(\mathbf{r}) \mathbf{H}, \quad (3.3)$$

где:

$$\mathbf{\Theta}(\mathbf{r}) = [\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})]^{-1} = 2\pi |\mathbf{r}|^3 (3 \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - 2 \mathbf{I}). \quad (3.4)$$

Нетрудно показать, что:

$$\mathbf{\Theta}(\mathbf{r}) \mathbf{\Omega}(\mathbf{r}) = 2\pi |\mathbf{r}|^3 (3 \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - 2 \mathbf{I}) \frac{1}{4\pi |\mathbf{r}|^3} (3 \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - \mathbf{I}) \equiv \mathbf{I}. \quad (3.5)$$

2) При фиксированном направлении  $\mathbf{e}_R$  с изменением расстояния меняется только модуль вектора  $\mathbf{H}$  как  $1/|\mathbf{r}|^3$ .

### 3.2.2 Постановка задачи позиционирования

Идея предлагаемого метода определения пространственных и угловых координат может быть представлена следующим образом. Разместим в начале базовой системы координат три точечных источника переменного магнитного поля, работающие на разных частотах, с тем расчетом, чтобы вектор поля каждого из них был измерим независимо от двух других (Рис. 3.2). Пусть также в произвольной точке пространства, с радиус-вектором  $\mathbf{r}$  в базовой системе координат, располагается измеритель векторов магнитного поля, оси чувствительности которого взаимно перпендикулярны.

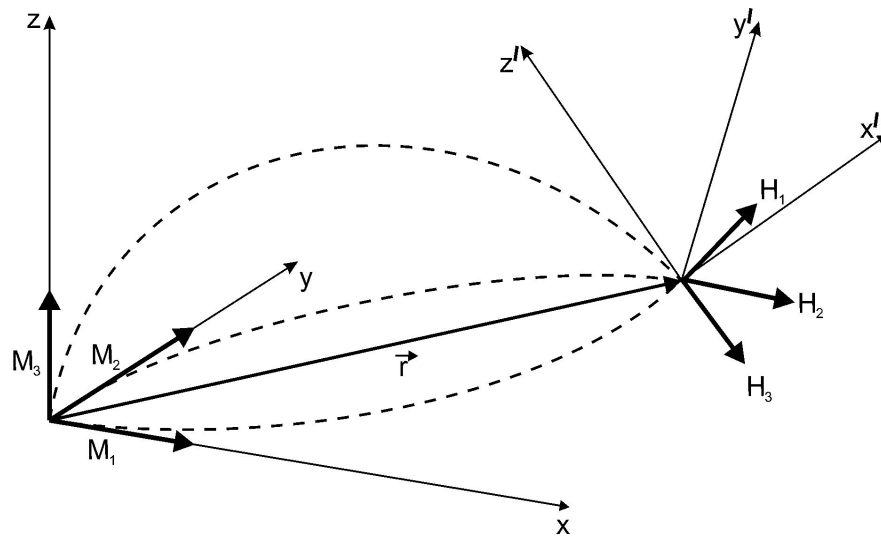


Рисунок 3.2. Условия решения задачи позиционирования

Тогда векторы поля каждого из трех возбуждающих диполей, в единой системе координат будут:

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{\Omega}(\mathbf{r}) \mathbf{M}_i, \quad i = 1, 2, 3, \quad (3.6)$$

и соответственно:

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{\Theta}(\mathbf{r}) \mathbf{H}_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.7)$$

С учетом того, что оси систем координат, связанных с приемником и возбуждающей системой в общем случае имеют разную ориентацию, определяемую ортогональной матрицей поворота  $\mathbf{R}$ , ( $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}^T$ ,  $\det \mathbf{R} = 1$ ), выражение (3.7) запишется в виде:

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{R} \mathbf{\Theta}(\mathbf{r}) \mathbf{H}_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.8)$$

Систему из приведенных алгебраических уравнений можно решить относительно коэффициентов матрицы  $\mathbf{R} \mathbf{\Theta}(\mathbf{r})$  при известных значениях  $\mathbf{M}_i$  и  $\mathbf{H}_i$  в какой-нибудь одной из систем координат. Однако такое решение не представляет практического интереса, так как при этом актуальные для геометрической задачи элементы матриц  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{\Theta}$  по отдельности оказываются не определенными.

Поставим задачу: найти решение, которое позволит вычислить по

результатам измерений значение вектора  $\mathbf{r}$ , а также определить по отдельности значения матриц  $\Theta$ , и  $\mathbf{R}$ , определив, таким образом, и взаимное пространственное, и взаимное угловое положение приемной и возбуждающей систем.

### 3.2.3 Решение задачи относительного позиционирования

Пользуясь тем, что значения скалярных произведений векторов инвариантны к повороту системы координат, а также соотношением (3.7), выпишем выражения для шести скалярных произведений:

$$\mathbf{M}_i^T \mathbf{M}_j = (\mathbf{H}_i^T \Theta^T(\mathbf{r}) \mathbf{R}^T)(\mathbf{R} \Theta(\mathbf{r}) \mathbf{H}_j) = \mathbf{H}_i^T (\Theta(\mathbf{r}))^2 \mathbf{H}_j; \quad (3.9)$$

$$i, j = 1, 2, 3; j \geq i.$$

Система уравнений (3.9) примечательна тем, левые части уравнений составлены из априори известных значений скалярных произведений векторов дипольного магнитного момента трех диполей излучателей в собственной системе координат (параметры дипольной системы полагаются известными), правая же часть составлена из измеренных значений векторов напряженности поля каждого из диполей-излучателей и формы  $(\Theta)^2(\mathbf{r})$ . Уравнения справедливы при любом значении ортогональной матрицы  $\mathbf{R}$ , то есть, при любой взаимной угловой ориентации.

После раскрытия скобок и необходимых тождественных преобразований система (3.9) приобретает вид:

$$\begin{aligned} & 3e_x e_x (H_{ix} H_{jx}) + 3e_x e_y (H_{ix} H_{jy} + H_{jx} H_{iy}) + 3e_x e_z (H_{ix} H_{jz} + H_{jx} H_{iz}) + \\ & + 3e_y e_y (H_{iy} H_{jy}) + 3e_y e_z (H_{iy} H_{jz} + H_{jy} H_{iz}) + \\ & + 3e_z e_z (H_{iz} H_{jz}) + \\ & + \frac{(\mathbf{M}_i^T \mathbf{M}_j)}{4\pi^2 |\mathbf{r}|^6} = \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$= 4(H_{ix} H_{jx} + H_{iy} H_{jy} + H_{iz} H_{jz});$$

$$i, j = 1, 2, 3; j \geq i,$$

включая условие нормировки:

$$e_x e_x + e_y e_y + e_z e_z = 1. \quad (3.11)$$

Полученная система уравнений, нелинейна, и избыточна, поскольку имеется семь уравнений при четырех неизвестных  $e_x, e_y, e_z, |\mathbf{r}|$ . Однако при замене переменных вида:

$$\begin{aligned} v_1 &= e_x e_x, & v_2 &= e_x e_y, & v_3 &= e_x e_z, \\ v_4 &= e_y e_y, & v_5 &= e_y e_z, & & \\ v_6 &= e_z e_z, & & & & \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$v_7 = \frac{1}{4\pi^2 |\mathbf{r}|^6}$$

система (3.10) превращается в систему линейных уравнений и может быть однозначно решена относительно этих новых переменных любым удобным методом, после чего с точностью до знака будут получены значения  $e_x = \pm v_1^{1/2}$ ,  $e_y = \pm v_4^{1/2}$ ,  $e_z = \pm v_6^{1/2}$ .

Найденные абсолютные значения направляющих косинусов, с учетом возможных вариантов расстановки знаков задают в базовой системе координат возбуждающих диполей восемь возможных направлений расположения приемника. Кроме того, полученные значения переменных  $v_2 = e_x e_y, v_3 = e_x e_z, v_5 = e_y e_z$  не должны противоречить выбираемым знакам направляющих косинусов. В Табл. 3.1. символически показано возможное сочетание знаков направляющих косинусов и знаков переменных  $v_2, v_3, v_5$ .

Таблица 3.1

Определение знаков направляющих косинусов

$e_x$	$e_y$	$e_z$	$e_x e_y$	$e_x e_z$	$e_y e_z$
–	–	–	+	+	+
+	+	+			
–	+	+	–	–	+
+	–	–			
–	–	+	+	–	–
+	–	–			
–	+	–	–	+	–
+	–	+			

В соответствии с таблицей единственному решению системы уравнений (3.10) относительно системы переменных (3.12) удовлетворяют две симметрично расположенные точки возможного положения измерителя, что в полной мере отвечает свойству четности для функции поля точечного диполя-излучателя, расположенного в начале системы координат:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \mathbf{H}(-\mathbf{r}). \quad (3.13)$$

Располагая теперь информацией о пространственном положении каждой из двух получившихся точек в системе координат, связанной с диполями-излучателями, нетрудно определить и параметры матрицы поворота  $\mathbf{R}$ , являющейся матрицей ориентации системы координат диполей возбуждающей системы относительно системы координат приемника. Для этого следует решить систему уравнений поля (3.7) относительно коэффициентов матрицы  $\mathbf{R}$ , полагая на этот раз известными коэффициенты оператора  $\Theta(\mathbf{r})$ . Строго говоря, матрица  $\mathbf{R}$  является ортогональной матрицей поворота, поэтому для ее нахождения достаточно всего трех уравнений. Заметим также, что для обеих точек возможного положения приемника значение матрицы  $\mathbf{R}$  оказывается одинаковым (Рис. 3.3).



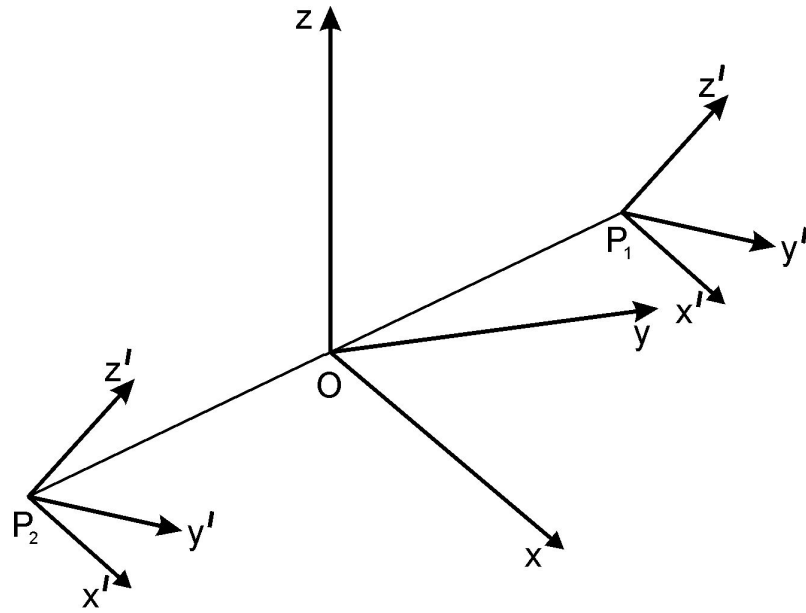


Рисунок 3.3. Точки, являющиеся решением системы уравнений (3.10–3.12)

### 3.2.4 Существование и единственность решения

Докажем теперь существование и единственность решения относительно переменных  $v_1 \dots v_7$  системы линейных уравнений, полученной из системы (3.9), (3.10) заменой переменных (3.12). Как было показано выше, любому решению данной системы соответствуют два возможных решения задачи относительного позиционирования. Как следствие, единственность решения системы относительно переменных (3.12) означает существование строго двух решений исходной задачи.

Здесь следует заметить, что сегодня получено уже несколько вариантов такого доказательства (см. в частности, [38]), однако здесь изложен именно тот, который был приведен при первой публикации по данной теме.

Исходя из (3.9) и учитывая выражение для оператора  $\Theta$  (3.4):

$$\begin{aligned} \Theta^2 &= 2\pi r^3(3\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - 2\mathbf{I})2\pi r^3(3\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - 2\mathbf{I}) = \\ &= 4\pi^2 r^6(9\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - 12\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T + 4\mathbf{I}) = \\ &= 4\pi^2 r^6(-3\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T + 4\mathbf{I}), \end{aligned} \quad (3.14)$$

так как  $\mathbf{e}_R^T \mathbf{e}_R \equiv 1$ . Очевидно, что оператор  $\Theta^2$  задает квадратичную форму, и он

не вырожден при  $\mathbf{r} \neq 0$ . Можно сказать, что он задает метрику пространства измеряемых векторов. Запишем требующую решения систему уравнений в виде:

$$\mathbf{H}_i^T (-3 \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T + 4 \mathbf{I}) \mathbf{H}_j = \frac{\mathbf{M}_i^T \mathbf{M}_j}{4 \pi^2 |\mathbf{r}|^6}. \quad (3.15)$$

В силу симметрии порядок  $i$  и  $j$  не важен, поэтому это выражение представляет собой шесть уравнений, в которых неизвестными являются компоненты вектора  $\mathbf{e}_R$  и модуль вектора  $\mathbf{r}$ .

Заметим, что компоненты векторов  $\mathbf{H}_i, \mathbf{H}_j$  нам известны в системе координат приемника. С учетом связи  $\mathbf{e}_R^T \mathbf{e}_R \equiv 1$  требуется определить три параметра, например  $e_x, e_y, |\mathbf{r}|$ . Следовательно, система (3.15) избыточна. Для анализа ее решения докажем несколько простых утверждений.

*Лемма 3.1.*

Пусть задана тройка линейно независимых векторов диполей  $\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2, \mathbf{M}_3$ , образующих линейно независимый набор векторов с началом в одной точке. Существует такое линейное преобразование, задаваемое матрицей  $\mathbf{K}$ :

$$\mathbf{M}_i^\perp = \sum_{j=1}^3 K_{ij} \mathbf{M}_j, \quad (3.16)$$

при котором новая тройка векторов обладает следующими свойствами:

- 1)  $|\mathbf{M}_i^\perp| = 1, \quad i=1,2,3$  .
- 2)  $\mathbf{M}_1^\perp = \mathbf{e}_R$ .

*Доказательство.* Выберем декартову систему координат  $xuz$  с началом в точке расположения диполей  $\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2, \mathbf{M}_3$ , ось  $x$  которой совпадает с направлением вектора  $\mathbf{e}_R$ . Таких систем координат бесконечно много. Из них выберем одну с фиксированным направлением осей  $y$  и  $z$ . Утверждение леммы следует

из невырожденности матрицы преобразования  $\mathbf{K}$  одной системы координат к другой.

*Лемма 3.2.*

Если

$$\mathbf{M}_i^\perp = \sum_{j=1}^3 K_{ij} \mathbf{M}_j, \quad (3.17)$$

то

$$\mathbf{M}_i^{\perp T} \mathbf{M}_i^\perp = \mathbf{H}_i^{\perp T} \Theta^2 \mathbf{H}_i^\perp, \quad (3.18)$$

где

$$\mathbf{H}_i^\perp = \sum_{j=1}^3 K_{ij} \mathbf{H}_j. \quad (3.19)$$

*Доказательство* несложно получить простым преобразованием, пользуясь свойством линейности в выражениях (3.15), (3.16):

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_i^{\perp T} \mathbf{M}_i^\perp &= \left( \sum_{k=1}^3 K_{ik} \mathbf{M}_k^T \right) \left( \sum_{l=1}^3 K_{jl} \mathbf{M}_l \right) = \sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 K_{ik} K_{jl} \mathbf{M}_k^T \mathbf{M}_l = \\ &= \sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 K_{ik} K_{jl} \mathbf{H}_k^T \Theta^2 \mathbf{H}_l = \\ &= \left( \sum_{k=1}^3 K_{ik} \mathbf{H}_k^T \right) \Theta^2 \left( \sum_{l=1}^3 K_{il} \mathbf{H}_l \right) = \mathbf{H}_i^{\perp T} \Theta^2 \mathbf{H}_i^\perp, \end{aligned}$$

что и требовалось доказать.

*Лемма 3.3.*

Система уравнений (3.10) может быть приведена однозначным линейным преобразованием к каноническому виду:

$$\mathbf{H}_i^{\perp T} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 4 \end{pmatrix} \mathbf{H}_j^\perp = \begin{cases} \frac{1}{4\pi^2|\mathbf{r}|^6} & : i=j \\ 0 & : i \neq j \end{cases}, \quad |\mathbf{r}| \neq 0. \quad (3.20)$$

При этом

$$\mathbf{H}_1^\perp = (2h, 0, 0), \quad \mathbf{H}_2^\perp = (0, -h, 0), \quad \mathbf{H}_3^\perp = (0, 0, -h), \quad (3.21)$$

а решением системы (3.15) при условии нормировки (3.11) будет:

$$|\mathbf{r}| = \pm \sqrt[3]{\frac{1}{2\pi h}}, \quad \mathbf{e}_R = (1, 0, 0)^T. \quad (3.22)$$

*Доказательство.* Воспользуемся Леммой 3.1, выполнив переход к системе возбуждающих диполей  $\mathbf{M}_1^\perp, \mathbf{M}_2^\perp, \mathbf{M}_3^\perp$  с матрицей  $\mathbf{K}$ . Согласно Лемме 3.2, мы можем вычислить компоненты векторов  $\mathbf{H}_1^\perp, \mathbf{H}_2^\perp, \mathbf{H}_3^\perp$ , которые соответствуют полю новых диполей в точке измерения в системе координат приемника. Пусть  $\mathbf{R}$  – матрица поворота, определяющая переход от системы координат приемника к системе координат  $xuz$  из доказательства Леммы 3.1. Тогда, учитывая свойства матрицы  $\mathbf{R}$ , можно осуществить все необходимые преобразования:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_i^\perp &= \mathbf{R} \mathbf{H}_i^\perp, \quad (i=1,2,3) \quad \tilde{\mathbf{\Omega}} = \mathbf{R} \mathbf{\Omega} \mathbf{R}^T, \quad \tilde{\mathbf{\Theta}}^2 = \mathbf{R} \mathbf{\Theta}^2 \mathbf{R}^T, \\ \text{т. к. } \mathbf{R} \mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T \mathbf{R}^T &= (\mathbf{R} \mathbf{e}_R) (\mathbf{R} \mathbf{e}_R)^T = \tilde{\mathbf{e}}_R \tilde{\mathbf{e}}_R^T \end{aligned} \quad (3.23)$$

Здесь векторы и матрицы из системы координат приемника пересчитаны в систему координат системы диполей-излучателей, заданную векторами  $\mathbf{M}_1^\perp, \mathbf{M}_2^\perp, \mathbf{M}_3^\perp$ . Новые значения помечены знаком «тильда».

Преобразование (3.23) дает переход к каноническому виду. Действительно, поскольку в системе координат  $xuz$  вектор  $\tilde{\mathbf{e}}_R = (1, 0, 0)^T$ , получим:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{\Omega}} &= \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} (3\tilde{\mathbf{e}}_R \tilde{\mathbf{e}}_R^T - \mathbf{I}) = \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}, \\
 \tilde{\mathbf{\Theta}}^2 &= 4\pi^2|\mathbf{r}|^6 (-3\tilde{\mathbf{e}}_R \tilde{\mathbf{e}}_R^T + 4\mathbf{I}) = 4\pi^2|\mathbf{r}|^6 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 4 \end{pmatrix}, \\
 \tilde{\mathbf{H}}_1^\perp &= \tilde{\mathbf{\Omega}} \tilde{\mathbf{M}}_1^\perp = \tilde{\mathbf{\Omega}} \tilde{\mathbf{e}}_R = \left( \frac{1}{2\pi|\mathbf{r}|^3}, 0, 0 \right)^T = (2h, 0, 0)^T, \\
 \tilde{\mathbf{H}}_2^\perp &= \tilde{\mathbf{\Omega}} \tilde{\mathbf{M}}_2^\perp = \left( 0, -\frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3}, 0 \right)^T = (0, -h, 0)^T, \\
 \tilde{\mathbf{H}}_3^\perp &= \tilde{\mathbf{\Omega}} \tilde{\mathbf{M}}_3^\perp = \left( 0, 0, -\frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} \right)^T = (0, 0, -h)^T.
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Из формы матрицы  $\tilde{\mathbf{\Theta}}^2$  и векторов  $\tilde{\mathbf{H}}_1^\perp, \tilde{\mathbf{H}}_2^\perp, \tilde{\mathbf{H}}_3^\perp$  следует справедливость первой части утверждения леммы.

Заметим теперь, что из шести уравнений канонического вида (3.20) невырожденными являются только три, соответствующие случаям  $i = j$ . Очевидно, что все они дают следующее простое уравнение:

$$h^2 = \frac{1}{4\pi^2|\mathbf{r}|^6}. \tag{3.25}$$

У этого уравнения два решения:

$$|\mathbf{r}| = \sqrt[3]{\frac{1}{2\pi h}}. \tag{3.26}$$

Решения для компонент вектора  $\mathbf{e}_R = (1, 0, 0)^T$  очевидно следует из выбора системы координат.

Данные леммы позволяют сформулировать и доказать следующую теорему.

### Теорема 3.1.

Пусть дана система совмещенных диполей, представляющих собой тройку линейно независимых векторов, поле которых различимо в точке при-

ема. Пусть поле этих диполей измеряется в точке, не совпадающей с точкой расположения диполей. Тогда для набора переменных (3.12) может быть выписана система линейных уравнений по уравнениям (3.10, 3.11), которая имеет единственное решение.

*Доказательство.* Согласно Лемме 3.1 и Лемме 3.3 система уравнений (3.10, 3.11), записанная в векторной форме (3.15), может быть приведена к каноническому виду (3.20) последовательностью однозначных обратимых линейных преобразований, задаваемых невырожденной матрицей  $\mathbf{K}$  из Леммы 3.1 и матрицей поворота  $\mathbf{R}$  из Леммы 3.3. В таком виде, согласно Лемме 3.3, есть только два решения:

$$|\mathbf{r}| = \sqrt[3]{\frac{1}{2\pi h}}, \quad \begin{cases} \mathbf{e}_R = (+1, 0, 0)^T \\ \mathbf{e}_R = (-1, 0, 0)^T \end{cases} \quad (3.27)$$

Их можно записать в таком виде:

$$\tilde{\mathbf{r}}_1 = \left( \sqrt[3]{\frac{1}{2\pi h}}, 0, 0 \right), \quad \tilde{\mathbf{r}}_2 = \left( -\sqrt[3]{\frac{1}{2\pi h}}, 0, 0 \right). \quad (3.28)$$

Это два диаметрально противоположных относительно диполей решения, которые можно пересчитать обратно в систему координат приемника:

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{R}^T \tilde{\mathbf{r}}_1, \quad \mathbf{r}_2 = \mathbf{R}^T \tilde{\mathbf{r}}_2. \quad (3.29)$$

Поскольку и матрица  $\mathbf{R}$ , как и транспонированная к ней, являются матрицами поворота, мы по-прежнему получим два диаметрально противоположных решения. Из данных векторов для каждого решения можно получить один и тот же набор величин  $v_{1i}, \dots, v_{7i}$ ,  $i=1,2$ , который очевидно будет удовлетворять системе (3.10, 3.11):

$$v_{11} = \frac{\mathbf{r}_{11}\mathbf{r}_{11}}{|\mathbf{r}_1|^2}, \dots, v_{71} = |\mathbf{r}_1|^2, \quad v_{12} = \frac{\mathbf{r}_{21}\mathbf{r}_{21}}{|\mathbf{r}_2|^2}, \dots, v_{72} = |\mathbf{r}_2|^2. \quad (3.30)$$

Легко показать, что эти наборы совпадают:

$$\mathbf{r}_1 = -\mathbf{r}_2 \Rightarrow \mathbf{r}_{1i} \mathbf{r}_{1j} = (-\mathbf{r}_{2i})(-\mathbf{r}_{2j}) = \mathbf{r}_{2i} \mathbf{r}_{2j}, \quad i, j = 1, 2, 3. \quad (3.31)$$

Допустим, существует еще некое решение системы уравнений  $v_{1i}, \dots, v_{7i}$ . Как было ранее показано, такой набор задает пару одинаковых по абсолютной величине и противоположно направленных векторов. Но если они удовлетворяют уравнениям (3.10, 3.11), то они также удовлетворяют им и в канонической форме (3.20). Тогда, согласно Лемме 3.3, эта пара строго совпадает с парой  $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ . Отсюда следует единственность решения системы уравнений, получаемых из (3.10, 3.11) заменой переменных (3.12).

Итак, задача позиционирования решена. Зная параметры векторов дипольных моментов трех диполей в системе координат возбуждающей системы и значения векторов напряженности поля в системе координат приемника, используя предложенный метод, можно с точностью до знака определить значение радиус-вектора точки расположения измерителя в системе координат диполей-излучателей и коэффициенты матрицы поворота системы координат приемника относительно системы координат диполей-излучателей.

Задача выбора одной актуальной точки из двух потенциально возможных может быть решена с привлечением весьма грубой дополнительной информации. Например, если известно, что приемник буксируется позади и ниже летательного аппарата, то выбор единственной точки очевиден.

### **3.3 Алгоритм решения задачи относительного позиционирования**

#### **3.3.1 Схема алгоритма**

Итак, на основании полученных результатов предлагается следующий алгоритм решения задачи относительного позиционирования с использованием результатов измерения параметров переменного магнитного поля.

1. Вычисляются все попарные произведения компонент измеренных векторов  $\mathbf{H}_i, i = 1, 2, 3$ .

2. Вычисляются все скалярные произведения тройки векторов передающих диполей  $(\mathbf{M}_i, \mathbf{M}_j)$ ,  $i, j = 1, 2, 3, j \geq i$ .
3. Заполняется матрица системы уравнений (3.10).
4. Ищется решение системы уравнений (3.10, 3.11), представляющее набор значений переменных (3.12).
5. Исходя из соотношений замены переменных (3.12) вычисляются два возможных значения двух радиус-вектора «источник поля – приемник» в системе координат приемника.
6. Согласно (3.3) определяются координаты векторов моментов диполей - излучателей в системе координат приемника для двух решений.
7. Определяется матрица поворота  $\mathbf{R}$ , являющаяся матрицей перехода от системы координат диполей-излучателей к системе координат приемника, по известным компонентам векторов диполей в этих системах координат:  $\mathbf{M}_i' = \mathbf{R}\mathbf{M}_i$ . Данное уравнение решается относительно компонент матрицы  $\mathbf{R}$ .
8. По компонентам полученной матрицы  $\mathbf{R}$  определяются углы ориентации приемника относительно системы координат диполей-излучателей.
9. Определяются компоненты двух радиусов-векторов «источник поля – приемник» в системе координат диполей-излучателей.
10. На основе дополнительной информации исключается одно из решений.

### 3.3.2 Реализация базового алгоритма

При переходе к технической реализации приведенного выше метода и базового алгоритма относительного позиционирования следует учесть важные особенности реальных условий функционирования в структуре аэроэлектро-разведочной измерительной системы.



1) Для работы базового алгоритма поле каждого из трех диполей возбуждающей системы должно быть измерено приемником отдельно от поля двух других.

2) Схема базового алгоритма относительного позиционирования предполагает, что значения компонент векторов поля в точке приема являются действительными. Это означает, что сигналы, снимаемые с клемм приемных рамок в форме переменного тока или напряжения, должны быть приведены к медленно меняющимся вещественным значениям, однозначно связанным с геометрией системы «излучатель-приемник». Для частотных систем такое приведение может быть выполнено с использованием когерентного накопления (раздел 2.2.2) и взятия действительной (или мнимой) части в качестве компонент векторов поля для алгоритма позиционирования.

3) Для работы базового алгоритма значение векторов магнитного момента для каждого из трех возбуждающих диполей должно быть известно с достаточной точностью.

4) Должно учесть, что каждый из трех дипольных излучателей в силу технических ограничений не является идеальным точечным диполем. В связи с этим оказывается ограниченным диапазон возможных расстояний между источником поля и приемником. При излишне малых расстояниях поле излучателей теряет дипольный характер, а при чрезмерно больших – на фоне внешних помех слишком малой оказывается напряженность измеряемого поля.

5) Поле всей передающей системы существенно искажается влиянием вихревых токов, неизбежно возникающих в проводящих элементах механической несущей конструкции.

6) Приемная система в силу технических ограничений не является идеальным векторным измерителем переменного магнитного поля.

7) Алгоритм предполагает, что чувствительные рамки всех трех осей чувствительности индукционного датчика должны располагаться в одной точке,

равно как и эффективные центры всех трех диполей-излучателей возбуждающей системы. На практике это требование может быть удовлетворено лишь приблизительно.

8) Алгоритм не предполагает наличия в точке расположения датчика приемной системы какого-либо поля, кроме первичного возбуждающего. В то же время при работе аэроэлектроразведочной установки со всей очевидностью неизбежно присутствует поле отклика от земли, которое вносит искажения в работу алгоритма.

Получается, что при использовании в комплексе электромагнитной системы относительного позиционирования общая работоспособность базового алгоритма, как и сама возможность его применения в значительной мере зависит от того, насколько точно определено влияние условий, и насколько полно выполнена коррекция искажений ими обусловленных.

В защиту актуальности предлагаемого метода и алгоритма важно заметить, что требование 4) несложно удовлетворить в структуре аэроэлектроразведочной системы с пространственным разнесением источника и приемника поля. Для этого достаточно, чтобы пространственный размер петлевых излучателей был мал по сравнению с расстоянием до приемных рамок датчика приемной системы, а конструкция возбуждающей системы была достаточно компактной. Эффективность алгоритма в системах с сосредоточенным расположением источника и приемника, значительным диаметром излучающих диполей, малой длиной троса-кабеля и т. п. представляется сомнительной.

Выполнение требования 7) положительно достигается использованием индукционного датчика сложной конструкции. Устройство такого датчика рассмотрено в Главе 6.

Преодоление последствий обстоятельства 8) теоретически представляется возможным, однако для этого требуется выполнить вычисления по схеме: «предварительное позиционирование» → «определение поля отклика» → «вы-

числение поправок к геометрическим параметрам». Столь сложная схема представляется целесообразной только для разнесенных аэроэлектроразведочных установок с очень большим удалением приемной системы от возбуждающей (100 м и более), для которых поле отклика становится соизмеримым с первичным (составляет порядка 12–15%). Практическая эксплуатация систем с такой дистанцией разноса приводит к неоправданным сложностям в управлении движением летательного аппарата даже на участках местности с незначительными превышениями рельефа и совершенно невозможна при полетах в горах.

В целом же с точки зрения практического применения в структуре разнесенной аэроэлектроразведочной установки электромагнитную систему относительного позиционирования можно считать в достаточной мере чувствительной и стабильной, обладающей точностью, достаточной для учета геометрических параметров условий зондирования в процессе интерпретации, однако недостаточной для прямой компенсации первичного поля в точке измерения и непосредственного вычисления параметров поля отклика.

Даже с учетом применения метода и алгоритма адаптивной коррекции и стабилизации работы зондирующей системы ее функционирование не свободно от искажений, внешних по отношению к измерительному процессу. С учетом материала Главы 2 в данном разделе при анализе несовершенства измерительной системы будут рассмотрены только те, которые не могут быть скорректированы с помощью адаптивной коррекции. Аппаратурные параметры регистрирующих приемно-усилительных блоков и датчиков (коэффициенты усиления, параметры чувствительности, частотные характеристики, токи дипольных излучателей и т. п.) полагаются постоянными во времени. Рассмотрение касается лишь тех параметров, которые не могут быть определены ни в процессе адаптивной коррекции, ни при лабораторных экспериментах, но в то же время, существенно влияют на результаты зондирования.

В свете вышеизложенного для корректной работы алгоритма относительного позиционирования необходимо учесть и скорректировать искажающее влияние несовершенства приемной и возбуждающей систем зондирующей установки. В данной главе будет показано, что удовлетворение и других требований, указанных в разделах 3.3.2 и 4.6, неразрывно связано с корректным решением задачи относительного позиционирования.

### **3.4 Метод и алгоритм калибровки электромагнитной системы относительного позиционирования**

Векторные величины, составляющие основу для работы алгоритма относительного позиционирования: значения векторов дипольного момента, напряженности измеряемого поля, в структуре данных зондирующей системы представляются таковыми лишь со значительными допущениями. Во-первых, они, являясь результатом измерительных преобразований, не свободны от неопределенности аппаратных параметров: масштабных коэффициентов, неортогональности осей чувствительности индукционного датчика, несовпадений точек эффективных центров диполей возбуждающей системы и т. п., а также от влияния факторов, внешних по отношению к измерительному процессу: возникновения вихревых токов в конструкциях возбуждающей (и даже приемной) систем, влияния электронных устройств приемной системы на чувствительные рамки датчика. Достижение точности позиционирования, отвечающей требованиям качества данных при зондировании исследуемой среды, оказывается невозможным без определения параметров их влияния и введения необходимых поправок в результаты измерений. Решению этой задачи посвящены предложенные в данной работе метод и алгоритм калибровки системы относительного позиционирования. Как будет показано ниже, решение задачи обеспечения точности позиционирования оказывается определяющим и для всей задачи зондирования.

### 3.4.1 Модель измерительных искажений разнесенной зондирующей системы

Рассмотрим искажения, обусловленные неидеальностью приемной системы. Измерительная часть приемника включает в себя трехкомпонентный индукционный датчик, блок аналоговой электроники и АЦП. Поток данных на выходе приемной системы обусловлен совокупным влиянием поля трех диполей возбуждающей системы, работающих на разных частотах, а также полем других сигналов и помех в рабочем диапазоне частот.

Здесь необходимо принять во внимание важную особенность функционирования чувствительного датчика приемной системы [18]. По целому ряду причин в структуре аппаратных средств аэроэлектроразведочных систем используются исключительно индукционные датчики, представляющие собой композицию из набора приемных рамок, принцип функционирования которых определяется законом Фарадея, согласно которому:

$$\nabla \times \mathbf{E}(t) = -\mu_0 \frac{d\mathbf{H}(\mathbf{x}, t)}{dt}. \quad (3.32)$$

Рассмотрим функционирование датчика в поле локального дипольного излучателя при отсутствии поля отклика.

Принимая во внимание, что  $\mathbf{H}(t) = \mathbf{Q}(\mathbf{x}, t)\mathbf{M}(t)$ , где:  $\mathbf{M}(t)$  – переменный во времени вектор момента излучателя;  $\mathbf{Q}$  – матрица, зависящая от положения, ориентации и вектора скорости движения приемника в измеряемом поле. Учитывая изменчивость во времени обеих частей произведения, получаем:

$$\nabla \times \mathbf{E}(t) = -\mu_0 \left[ \mathbf{Q}(\mathbf{x}, t) \frac{d\mathbf{M}(t)}{dt} + \frac{d\mathbf{Q}(\mathbf{x}, t)}{dt} \mathbf{M}(t) \right]. \quad (3.33)$$

При монохроматическом возбуждении  $\mathbf{M}(t) = \mathbf{M}_0 \cos(\omega t)$ , соответственно:

$$\begin{aligned}
 \nabla \times \mathbf{E}(t) &= -\mu_0 \left[ -\omega \mathbf{Q}(\mathbf{x}, t) \mathbf{M}_0 \sin(\omega t) + \nabla (\mathbf{Q}(\mathbf{x}, t) \mathbf{M}_0)^T \frac{\partial \mathbf{x}(t)}{\partial t} \cos(\omega t) \right] = \\
 &= \omega \mu_0 \mathbf{H}_0 \sin(\omega t) - \mu_0 \nabla \mathbf{H}_0^T \frac{\partial \mathbf{x}(t)}{\partial t} \cos(\omega t) = \\
 &= \omega \mu_0 \mathbf{H}_0 \sin(\omega t) - \mu_0 \frac{d \mathbf{H}_0}{dt} \cos(\omega t).
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Измеряя сигнал на клеммах приемных рамок, интегрируем по времени и выполняем когерентное накопление, и в результате получаем значение значение комплексной амплитуды напряженности поля:

$$\check{\mathbf{H}}(t) = \mathbf{H}_0(t) + j \frac{1}{\omega} \frac{d \mathbf{H}_0(t)}{dt}. \tag{3.35}$$

В полученном выражении действительная часть соответствует результату измерений без учета движения приемника, мнимую же часть можно рассматривать как помеху, обусловленную движением датчика в измеряемом поле. Степень относительного влияния этой помехи будет:

$$R_m = \frac{\left| \nabla \mathbf{H}_0^T \frac{\partial \mathbf{x}(t)}{\partial t} \right|}{|\omega \mathbf{H}_0|} \sim \frac{v + \gamma |\mathbf{r}|}{\omega |\mathbf{r}|}. \tag{3.36}$$

В приведенном выражении:  $|\mathbf{r}|$  – расстояние от источника поля до приемника;  $v$  и  $\gamma$  – линейная и угловая скорости приемника относительно источника поля соответственно.

Проведенные расчеты показывают, что относительное влияние помехи от движения в первичном поле возбуждения достаточно велика: для рассматриваемых установок составляет порядка 180–200 ppm при чувствительности приемной системы на уровне 5–10 ppm. В отсутствие отклика в результатах когерентного накопления, появляется мнимая часть комплексной амплитуды, никак не связанная с влиянием зондируемой среды. Она определяется исключительно движением датчика в возбуждаемом поле.

Сходное влияние будет наблюдаться при движении возбуждающей си-

стемы относительно зондируемой среды, однако в этом случае его уже нельзя считать помехой, поскольку оно составляет неотъемлемую часть поля отклика, зависящую от структуры и свойств зондируемой среды.

Положим теперь, что поле в точке расположения приемника для частоты  $\omega$  задано значением  $\check{\mathbf{H}}(j\omega)$ . С учетом неизбежного несовершенства технической реализации приемной системы на аппаратном уровне результат измерений на этой частоте можно представить как:

$$\check{\mathbf{H}}'(j\omega) = \check{\chi}(j\omega) \check{\mathbf{H}}(j\omega), \quad (3.37)$$

и, соответственно:

$$\check{\mathbf{H}}(j\omega) = \check{\xi}(j\omega) \check{\mathbf{H}}'(j\omega). \quad (3.38)$$

Здесь:  $\check{\chi}(j\omega)$ ,  $\check{\xi}(j\omega) = \check{\chi}^{-1}(j\omega)$  – комплексные  $3 \times 3$  матрицы, учитывающие несовершенство в целом линейной приемной системы. Для идеальной приемной системы  $\check{\xi}(j\omega) = \mathbf{I}$  на всех частотах, в действительности это, конечно же, оказывается невозможным, тем не менее, при изготовлении приемной системы для  $\check{\xi}(j\omega)$  обеспечен, пусть не идеальный, но все же преимущественно диагональный характер. После настройки и стендовой калибровки совокупное отличие этой матрицы от единичной составляет порядка 3–5 %. Значения для разных частот различны.

Здесь важно, что даже применение адаптивной коррекции не позволяет в полной мере скомпенсировать несовершенство приемной системы. Неидеальным оказывается процесс передачи эталонного воздействия от катушки-источника к приемным рамкам (см. раздел 2.8.2).

Несовершенство работы возбуждающей системы связано с ограниченной точностью определения параметров, составляющих ее диполей-излучателей, обусловленной неточным начальным определением их геометрии, ошибками измерения амплитуды и фазы тока, а также возникновением вихревых токов в несущей конструкции возбуждающей системы. Расхождение предполагаемого

расчетного и истинного значений вектора дипольного момента для каждого излучателя допустимо представить в виде некоего добавочного точечного источника поля, также расположенного в точке, совпадающей с общим центром возбуждающей системы, и обладающего дипольным моментом  $\Delta \check{\mathbf{M}}$ . Это допущение оправдано тем, что геометрические параметры дипольных излучателей все же могут быть вычислены или измерены геодезическими инструментами, а величина вихревых токов (вторичных источников поля) быстро уменьшается с увеличением расстояния от диполя-излучателя, то есть требующие учета и коррекции локальные вторичные источники в основном сосредоточены в непосредственной близости от центра возбуждающей системы. Проведенные эксперименты в полной мере подтвердили справедливость этого допущения.

Механически устройство возбуждающей системы стабильно, а структура токов диполей-излучателей такова, что каждому соответствует индивидуальный набор частот. Это позволяет для каждой тройки, составленной из векторов дипольного момента, взятых по одному от каждого из диполей, представить истинный вектор момента в системе координат, связанной с системой излучателей, как:

$$\check{\mathbf{M}}_i = \check{\mathbf{M}}'_i + \Delta \check{\mathbf{M}}_i = \check{\mathbf{M}}'_i + \sum_{j=1}^3 \check{k}_{ij} \check{\mathbf{M}}'_j, \quad (3.39)$$

где:  $\check{\mathbf{M}}'_i$  – расчетное (предполагаемое) значение векторов дипольного магнитного момента;  $i, j = 1, 2, 3$  – номер дипольного излучателя;  $\check{k}_{ij}$  – коэффициенты линейной комбинации для соответствующего вектора поправки  $\Delta \check{\mathbf{M}}_i$ . Вектор поправки может быть определен для любых частот, которым соответствуют значения комплексных векторов  $\check{\mathbf{M}}'_i$ . При этом основному зондирующему диполю-излучателю соответствует некоторый набор частот, поле же каждого из дополнительных диполей монохромно. Для работы алгоритма относительного позиционирования частота, относящаяся к основному дипольному излучателю,



выбирается с тем расчетом, чтобы ее значение приходилось на область минимального уровня помех приемной системы.

Исходя из (3.39) и с учетом линейности преобразования (3.2) истинное значение поля в точке измерения может быть представлено в виде линейной комбинации:

$$\check{\mathbf{H}}_i = \check{\mathbf{H}}'_i + \Delta \check{\mathbf{H}}_i = \check{\mathbf{H}}'_i + \sum_{j=1}^3 \check{k}_{ij} \check{\mathbf{H}}'_j + \check{\Psi}_i \frac{d \check{\mathbf{H}}_i}{dt}, \quad (3.40)$$

где:  $\check{\mathbf{H}}'_i$  – значения векторов поля соответствующие векторам моментов из (3.39) (без учета корректирующей добавки),  $\check{\Psi}_i$  – матрица влияния параметров движения согласно (3.35).

Для каждого из векторов из набора  $\check{\mathbf{H}}'_i$  с учетом модели искажений (3.37) значение, полученное на выходе приемной системы, будет:

$$\check{\mathbf{H}}'_i(\omega_i) = \check{\xi}(j\omega_i) \check{\mathbf{H}}(j\omega_i). \quad (3.41)$$

Определение значений коэффициентов  $\check{k}_{ij}$  и матриц  $\check{\xi}(\omega_i)$  и  $\check{\Psi}(\omega_i)$  в рамках данной модели искажений и составляет задачу калибровки системы относительно позиционирования, целью которой является введение соответствующих поправок в результаты измерений.

### 3.5 Метод и этапы калибровки системы относительного позиционирования

Определение параметров модели (3.41) применительно к работе алгоритма относительного позиционирования может быть выполнено по серии измерений поля в отсутствие влияния посторонних факторов при наличии априорной информации о взаимном пространственном и угловом положении приемника и системы диполей-излучателей в различных точках пространства, а также при условии, что комплексные векторы поля  $\check{\mathbf{H}}_i$  будут приведены к действи-

тельным. В этом случае согласно (3.1) можно для каждой точки калибровочной серии при заданных параметрах векторов момента диполей-излучателей и, располагая результатами измерений  $\check{N}'(\omega_i)$ , решить систему (3.41) относительно коэффициентов матриц  $\check{\xi}(\omega_i)$  и  $\check{k}_{ij}$ . Однако реализовать такой эксперимент на практике оказывается очень сложно, в связи с чем разработан метод и необходимый набор процедур, которые выполняются в представленной ниже последовательности.

### 3.5.1 Приведение комплексных векторов поля к действительным

Даже с учетом того, что при проектировании и изготовлении чувствительных датчиков приемной системы предпринимаются все меры по уменьшению измерительных искажений, даже незначительная их часть в условиях сильной кубической зависимости поля от расстояния способна привести к существенным ошибкам в позиционном и угловом решениях электромагнитной системы относительного позиционирования.

Для работы базового алгоритма относительного позиционирования магнитное поле каждого из трех диполей возбуждающей системы не только должно быть измерено отдельно от двух других, но результат также должен быть представлен в виде набора из трех действительных векторов, удовлетворяющих уравнениям поля (3.1, 3.2). В рамках базовой модели предполагается, что поле возбуждается идеальными излучателями, а принимается идеальным приемником.

Как показано в разделе 2.2, в частотных, а в данном случае – монохроматических – системах для определения параметров вектора поля каждого из возбуждающих диполей используется когерентное накопление на соответствующих частотах. Его результатом для каждой из частот является комплексный

вектор, составленный из трех скалярных значений комплексных амплитуд, полученных детектированием сигналов от трех приемных рамок (см. раздел 2.8.2).

По своей природе измеряемое поле является эллиптически поляризованным, то есть комплексная амплитуда измеренного вектора не может быть представлена в виде  $\check{\mathbf{H}} = \mathbf{H} e^{j\varphi}$ , где  $\mathbf{H}$  – действительный трехмерный вектор. Даже при весьма незначительных некомпенсированных фазовых искажениях значение комплексного вектора, полученное в результате покомпонентного когерентного накопления, оказывается эллиптическим.

Комплексный вектор может быть представлен двумя действительными векторами, соответствующими действительной и мнимой его частям. Концы векторов  $\mathbf{A}'$ ,  $\mathbf{B}'$ , соответствующих выражению:

$$(\mathbf{A}' + j\mathbf{B}') = (\mathbf{A} + j\mathbf{B}) e^{j\varphi} \quad (3.42)$$

(где  $\mathbf{A}'$ ,  $\mathbf{B}'$ ,  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  – вещественные векторы  $3 \times 1$ ) при изменениях фазы детектирования  $\varphi$  перемещаются, переходя друг в друга, по линии плоского эллипса, т. н. эллипса поляризации [32]. Если в одной или нескольких точках пространства располагается несколько точечных излучателей, работающих на одной частоте, но с разной начальной фазой, то в общем случае комплексный вектор поля  $\check{\mathbf{H}}(j\omega)$  в точке измерения представляет собой суперпозицию:

$$H(j\omega) = \sum_k \operatorname{Re}(\check{\mathbf{H}}_k(j\omega)) + j \sum_k \operatorname{Im}(\check{\mathbf{H}}_k(j\omega)), \quad (3.43)$$

(здесь  $k$  – номер источника). Для такой суперпозиции действительный и мнимый векторы в общем случае не коллинеарны. Декартовы компоненты вектора поля в «быстром времени»  $\mathbf{H}(\tau)$  могут быть записаны в виде:  $\mathbf{H}_m(\tau) = \mathbf{H}_{0m} \cos(\omega\tau - \varphi_m)$ , где  $m = x, y, z$ . То есть, поле в каждой точке пространства изменяется с одной и той же частотой, однако фаза колебаний в единой шкале времени оказывается разной в различных точках пространства и в разных направлениях для каждой точки. Приведенные выражения представляют собой параметрические уравнения кривой, описываемой вектором поля в

пространстве. В любой фиксированной плоскости, например, в плоскости  $xOy$ , можно исключить из этих уравнений время  $\tau$ , и получить, таким образом, уравнение проекции этой линии на плоскость:

$$\frac{\mathbf{H}_x^2}{H_x^2 \sin^2 \varphi_{xy}} + \frac{\mathbf{H}_y^2}{H_y^2 \sin^2 \varphi_{xy}} - \frac{2 \mathbf{H}_x \mathbf{H}_y \cos \varphi_{xy}}{H_x H_y \sin^2 \varphi_{xy}} = 1. \quad (3.44)$$

Здесь:  $H_x, H_y$  – амплитуды поля по направлениям осей координат,  $\mathbf{H}_x, \mathbf{H}_y$  – проекции на эти оси произвольной точки линии (мгновенные значения поля по этим направлениям),  $\varphi_{xy} = \varphi_x - \varphi_y$ . Уравнение (3.44) – это уравнение эллипса. Систему координат можно преобразовать таким образом, что уравнение (3.44) приведет к каноническому виду. Это произойдет, когда  $\cos \varphi_{xy}$  станет равным нулю, а амплитуды проекций вектора напряженности по направлениям осей координат станут равными проекциям вектора напряженности поля по направлениям полуосей эллипса  $\mathbf{H}_a, \mathbf{H}_b$  (Рис. 3.4), то есть:

$$\frac{\mathbf{H}_x^2}{H_a^2} + \frac{\mathbf{H}_y^2}{H_b^2} = 1.$$

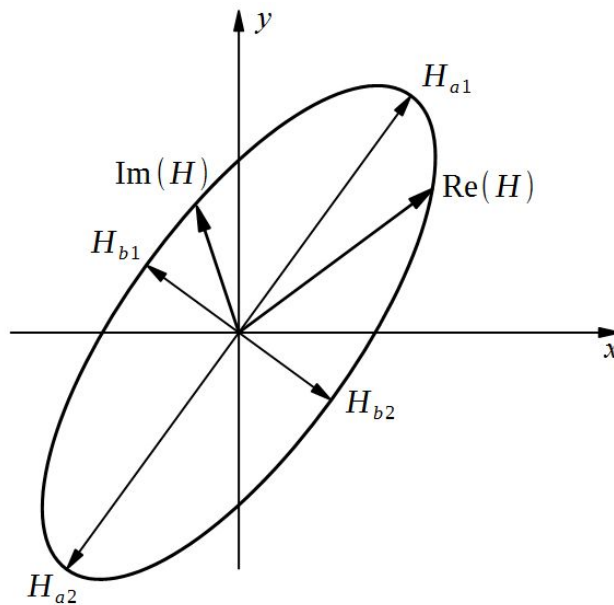


Рисунок 3.4. К расчету параметров эллипса поляризации

Такого же вида эллиптическую кривую будет описывать вектор и при проецировании на другие плоскости. Всякий раз это будет проекция одного и того же эллипса (эллипса поляризации) на эти плоскости.

Пусть в результате измерений получено значение вектора  $\check{\mathbf{H}}(j\omega)$ . Определим для этого вектора параметры эллипса поляризации поля в данной точке – значения векторов его большой и малой полуосей. Для этого пересчитаем полученные квадратурные компоненты для произвольной начальной фазы  $\varphi$  и представим результат в виде пары двух действительных независимых векторов – действительной и мнимой частей комплексного вектора:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(\varphi) &= \operatorname{Re}(e^{j\varphi} \check{\mathbf{H}}(j\omega)) = \operatorname{Re}(\check{\mathbf{H}}(j\omega)) \cos \varphi - \operatorname{Im}(\check{\mathbf{H}}(j\omega)) \sin \varphi, \\ \mathbf{B}(\varphi) &= \operatorname{Im}(e^{j\varphi} \check{\mathbf{H}}(j\omega)) = \operatorname{Re}(\check{\mathbf{H}}(j\omega)) \sin \varphi + \operatorname{Im}(\check{\mathbf{H}}(j\omega)) \cos \varphi. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Теперь можно так подобрать значение начальной фазы  $\varphi$ , чтобы, например, вектор  $\mathbf{A}$  совпал с большой полуосью эллипса. В этой фазе его длина, а значит, и скалярное произведение  $|\mathbf{A}|^2 = \mathbf{A}^T \mathbf{A}$  достигает максимума, условием которого будет:

$$\begin{aligned} \frac{d|\mathbf{A}|^2}{d\varphi} &= (|\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2 - |\operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2) \sin 2\varphi - \\ &\quad - 2(\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega))^T (\operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega)) \cos 2\varphi = 0. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Это же условие является также и условием минимума. Поэтому четыре решения данного уравнения определяют две большие и две малые полуоси эллипса. Запишем теперь уравнение в виде:

$$\operatorname{tg}(2\varphi) = \frac{2(\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega), \operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega))}{[|\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2 - |\operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2]}. \quad (3.47)$$

Такие же преобразования для вектора  $\mathbf{B}$  приводят к точно такому же уравнению, следовательно, значения максимума вектора  $\mathbf{A}$  и минимума вектора  $\mathbf{B}$  достигаются при одном и том же значении фазы. Окончательное решение дает все четыре различных значения фазы:

$$\varphi = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2(\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega), \operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega))}{|\operatorname{Re} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2 - |\operatorname{Im} \check{\mathbf{H}}(j\omega)|^2} + n \frac{\pi}{2}, \quad n=0,1,2,3 \quad (3.48)$$

Используя значение фазы, полученное в (3.48), можно теперь определить значение абсолютных величин векторов  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$ , а также их отношение.

Практические эксперименты показали, что при неизбежных измерительных искажениях, обусловленных несовершенством приемной системы, в достаточной степени точно соответствующим значениям амплитуды и направления поля можно считать действительный вектор, соответствующий одной из больших полуосей эллипса поляризации:

$$\mathbf{H}_A(\varphi) = \operatorname{Re}(e^{i\varphi} \check{\mathbf{H}}), \quad \varphi: \quad \mathbf{H}_A^T(\varphi) \mathbf{H}_A(\varphi) \rightarrow \max, \quad (3.49)$$

а именно той, значение вектора которой ближе к измеренному действительному.

На практике отношение абсолютных величин малой ( $\mathbf{H}_B$ ) и большой ( $\mathbf{H}_A$ ) обычно не превышает 2–3%. Однако с учетом нескомпенсированных измерительных фазовых искажений направление кажущегося действительного вектора может значительно отклониться от истинного. В режиме калибровки, выполняемой на большой высоте в отсутствие поля отклика, вектор большой полуоси наиболее близок к истинному, однако после калибровки следует зафиксировать полученное для него значение фазы и использовать в качестве вектора направления действительную часть комплексного вектора в этой фазе. Дело в том, что присутствие поля отклика от зондируемой среды смещает вектор большой полуоси сильнее, чем действительный вектор в правильно подобранной фазе.

В качестве действительных векторов могут быть взяты и другие производные от измеренных комплексных. Важно, чтобы вводимая коррекция не приводила к изменению амплитуды измеряемого поля. Так, выбирать векторы малых полуосей или компоненты в фазе, близкой к фазе малой полуоси, не следу-

ет.

### 3.5.2 Приведение к линейно поляризованному полю (Этап I)

Первый Этап калибровки – приведение результатов измерений к полю виртуальной системы трех дипольных точечных источников, линейно поляризованному на всех актуальных частотах во всех точках пространства. Калибровочный эксперимент выполняется в полете при значительной высоте зондирующей установки над землей в таком режиме движения, чтобы взаимное пространственное и угловое положение источника и приемника поля значительно изменялись. Результаты измерений, полученные таким образом, составят калибровочную серию, для которой будут подобраны коэффициенты поправок.

С учетом (3.40) и в предположении относительной малости измерительных искажений, корректирующее правило может быть представлено в виде:

$$\check{\mathbf{H}}_i = \text{Re}(\check{\mathbf{H}}'_i) + \sum_{j=1}^3 \check{k}_{ij}^I \mathbf{H}_{Aj} + \check{\Psi}_i \frac{d\check{\mathbf{H}}_{Ai}}{dt}. \quad (3.50)$$

Здесь:  $i, j$  – номера диполей излучателей в составе тройки;  $\mathbf{H}_{Aj}$  – векторы больших полуосей эллипсов поляризации измеренных векторов поля для трех диполей на соответствующих частотах,  $\check{k}_{ij}^I$  – комплексные коэффициенты корректирующего правила,  $\check{\mathbf{H}}'_i$  – первично измеренный вектор поля соответствующего диполя со средней начальной фазой детектирования, равной фазе большой полуоси эллипса поляризации. Задача сводится к представлению  $\text{Im}(\check{\mathbf{H}}'_i)$  в виде

линейной комбинации векторов больших полуосей поля трех излучателей. Значение производной  $\frac{d\check{\mathbf{H}}_{Ai}}{dt}$  определяется численным дифференцированием.

Коэффициенты  $\check{k}_{ij}^I$ , как и коэффициенты матриц  $\check{\Psi}_i$  могут быть найдены по данным калибровочной серии методом наименьших квадратов:

$$\sum_r \left[ \operatorname{Im}(\check{\mathbf{H}}'_i) + \sum_{j=1}^3 \check{k}_{ij}^I \mathbf{H}_{Aj} + \check{\Psi}_i \frac{d\check{\mathbf{H}}_{Ai}}{dt} \right]^2 \rightarrow \min. \quad (3.51)$$

Никакой точно измеренной априорной информации не требуется. Значения действительной компоненты комплексного вектора, вычисленного согласно (3.50), будут использоваться далее в уравнениях базового алгоритма относительного позиционирования. Таким образом, в результате первого этапа калибровки без привлечения дополнительной информации система возбуждающих дипольных моментов приводится к виртуальной системе моментов трех идеальных точечных дипольных излучателей, поле которых линейно поляризовано.

### 3.5.3 Определение масштабных коэффициентов приемной системы, углов между векторами момента диполей-излучателей и поправок к ним (Этап II)

Второй этап калибровки – корректировка масштабных коэффициентов приемной системы и поправок, компенсирующих геометрические искажения дипольной возбуждающей системы. Для этого этапа калибровки необходима сторонняя информация о значении радиус-векторов взаимного расположения источника и приемника поля для каждого из отсчетов калибровочной серии в базовой системе координат, связанной с источником поля. Кроме того, в этой же системе координат должны быть заданы параметры векторов диполей-излучателей. Эти параметры могут быть получены с использованием дифференциального режима между антеннами СНС-приемников, установленных на конструкциях возбуждающей и приемной систем, измерением амплитуды токов в цепях возбуждающих диполей, числа витков и геометрических параметров образующих их петель.

По отсчетам калибровочной серии при известных значениях радиус-вектора  $\mathbf{r}$  вычисляются коэффициенты матрицы  $\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})$  из соотношения (3.2). Полагая, что векторы момента в системе координат возбуждающей системы опре-



делены достаточно точно и искажения, обусловленные влиянием вихревых токов относительно малы, представим следующие приближенные значения для скалярных произведений измеренных векторов:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_i^T \tilde{\mathbf{H}}_j &= \mathbf{M}_i^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j + \sum_{l=1}^3 k_{il}^{\text{II}} \mathbf{M}_i^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l + \sum_{m=1}^3 k_{jm}^{\text{II}} \mathbf{M}_m^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j + \bar{\sigma}(|k_{ij}^{\text{II}}|); \\ \tilde{\mathbf{M}}_l &= \mathbf{M}_l + k_{l1}^{\text{II}} \mathbf{M}_1 + k_{l2}^{\text{II}} \mathbf{M}_2 + k_{l3}^{\text{II}} \mathbf{M}_3, \\ \mathbf{H}_l &= \boldsymbol{\Omega}(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l, \quad l=1, 2, 3, \quad |k_{il}^{\text{II}}| \ll 1, \quad k_{il}^{\text{II}} = 0 \quad \text{при } i > j \end{aligned} \quad (3.52)$$

Без учета членов второго порядка малости получается система из шести линейных уравнений с шестью действительными коэффициентами поправок. Эти коэффициенты можно подобрать методом наименьших квадратов по серии измерений в различных точках поля с известными координатами относительно системы диполей-излучателей:

$$\sum_s \left( \tilde{\mathbf{H}}_i^T \tilde{\mathbf{H}}_j - \mathbf{M}_i^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j - \sum_{l=1}^3 k_{il}^{\text{II}} \mathbf{M}_i^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l - \sum_{m=1}^3 k_{jm}^{\text{II}} \mathbf{M}_m^T \boldsymbol{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j \right)^2 \rightarrow \min \quad (3.53)$$

Введение поправок согласно вычисленным коэффициентам приводит результаты измерений к полю виртуальной сосредоточенной системы трех точечных дипольных излучателей, векторы моментов которых взаимно перпендикулярны и имеют заданную амплитуду, с точностью до поворота этой системы на малый угол:

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{X} \mathbf{M}_i^C, \quad (3.54)$$

где  $\mathbf{M}_i^C$  соответствует системе диполей, полученных после калибровки;  $\mathbf{X}$  – действительная матрица 3x3.

### 3.5.4 Определение параметров малого поворота (Этап III)

Третий этап калибровки заключается в нахождении матрицы поворота  $\mathbf{X} = \left\| k_{ij}^{\text{III}} \right\|$  из соотношения (3.54). Выбор значений углов Эйлера, задающих эту матрицу осуществляется из соображений удобства последующей интерпрета-

ции результатов зондирования.

Комбинация из коэффициентов, полученных на трех этапах калибровки дает окончательную оценку поправочных коэффициентов к параметрам  $\check{k}_{ij}$ .

### **3.5.5 Алгоритм калибровки системы относительного позиционирования**

На Рис. 3.5 приведена схема вычислений, реализующая последовательность как калибровочных, так и корректирующих операций системы относительного позиционирования. Следует заметить, что система процедур калибровки неотделима от системы корректирующих правил: схема подбора коэффициентов должна соответствовать корректирующим правилам.

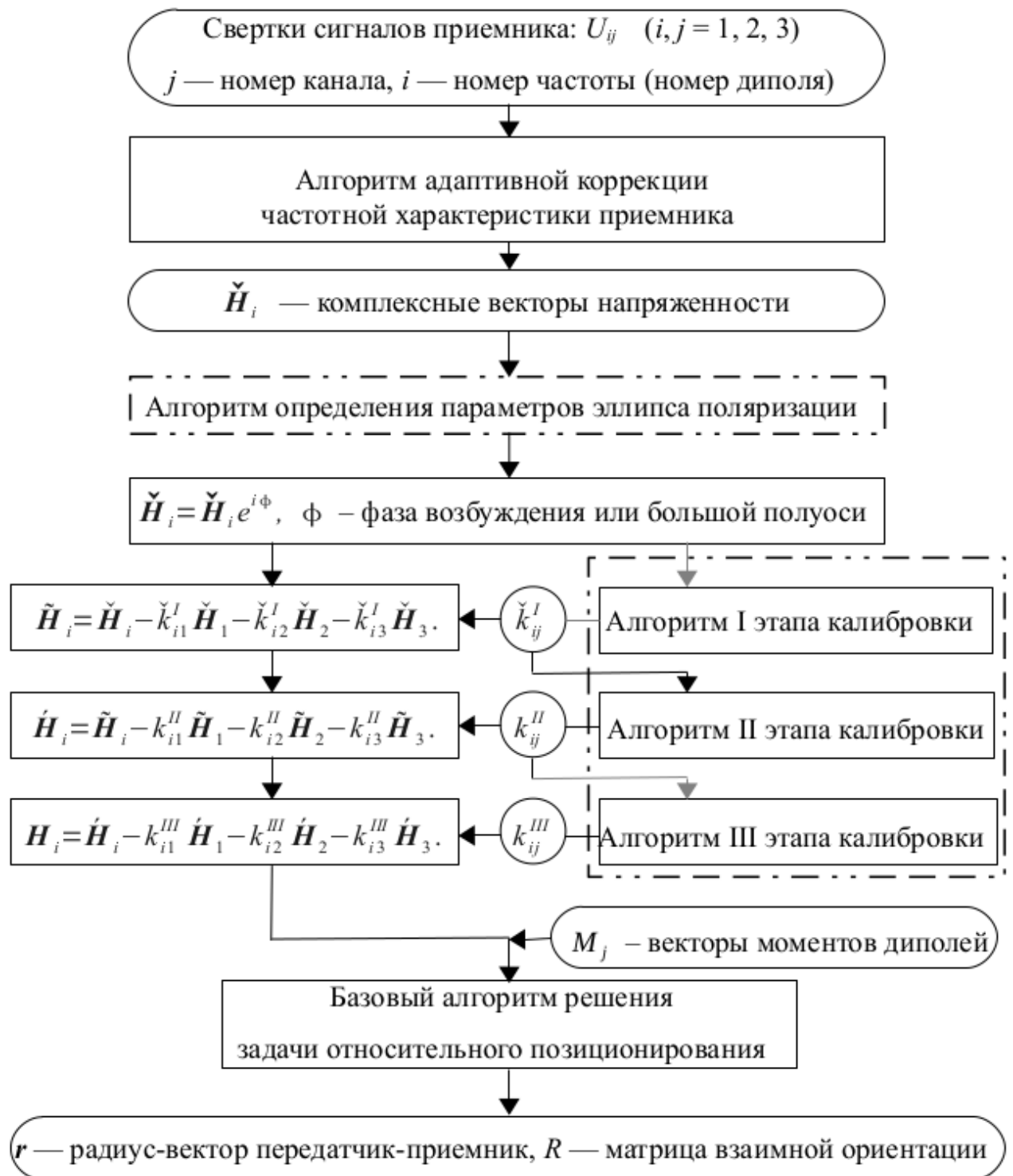


Рисунок 3.5. Схема алгоритма калибровки системы относительного позиционирования

### **3.6 Оценка эффективности применения метода и алгоритма относительного позиционирования**

Как отмечено в [67] для геофизической интерпретации результатов аэроэлектроразведочных измерений принципиальное значение имеет учет условий зондирования: взаимного углового и пространственного расположения источника зондирующего поля и датчика приемной системы относительно исследуемой среды.

Эффективность алгоритмов относительного позиционирования источника и измерителя зондирующего поля рассмотрим на примере реальных данных, уникальных в том смысле, что при их получении в работе аэроэлектроразведочной системы наблюдалось редкое явление аэродинамической неустойчивости буксируемой гондолы. Обычно гондола, обладая хорошей аэродинамикой, всегда оказывается ориентированной вдоль линии траектории своего движения, в данной же серии наблюдалось ее сложное колебательное движение в значительном диапазоне углов ориентации. Негативное по природе, и даже опасное, это явление позволило в полной мере оценить эффективность алгоритмов контроля параметров взаимного пространственного и углового взаимного расположения источника и приемника поля.

Оценка точности определения параметров относительного позиционирования выполнена путем сравнения с результатами обработки данных дифференциального режима счисления вектора базовой линии между антеннами двух СНС-приемников, одна из которых устанавливалась на борту вертолета-носителя, другая – на корпусе буксируемой гондолы. По данным, полученным с помощью этой дифференциальной пары, для каждого отсчета измерительной серии вычислен вектор базовой линии в системе координат, связанной с землей (локальной прямоугольной системе координат). Точное определение взаимной угловой ориентации возбуждающей и приемной систем по данным дифференциальной пары невозможно, поэтому сравнение результатов позиционирова-

ния с применением дифференциальной СНС-пары и с применением предложенного алгоритма осуществлялось по параметру расстояния «источник поля – приемник» и, с некоторыми допущениями, угла направления на гондолу в системе координат, связанной с летательным аппаратом. Последнее сравнение безусловно некорректно, поскольку при дифференциальном счислении вектор базовой линии между антеннами СНС-приемников определен в системе координат, связанной с землей, а при электромагнитном позиционировании – в системе, связанной с летательным аппаратом. Допущение, позволяющее все же выполнить сравнение, состоит в том, что вертолет в условиях эксперимента двигался относительно равномерно и горизонтально, не совершая энергичных маневров. В рамках такого допущения можно считать, что вертикальная ось системы координат, связанной с возбуждающей системой по направлению примерно совпадает с земной вертикалью. Результаты сравнений приведены на графиках Рис. 3.6–3.8\*, на которых по горизонтальной оси отложены номера измерительных отсчетов зондирующей системы в темпе 6,61 измерений в секунду.

На Рис. 3.6 показано сравнение значений расстояния между источником поля и приемником, вычисленных тремя различными методами: с помощью алгоритмов относительного позиционирования, по данным дифференциальной пары и по методу, предложенному Р.Смитом (в предположении постоянства взаимной ориентации вертикальных осей диполей возбуждающей и приемной систем [67] (см. также раздел 3.1).

---

\* Результаты получены при экспериментальных работах с аэроэлектроразведочной системой ЕМ4Н (см. Глава 6).

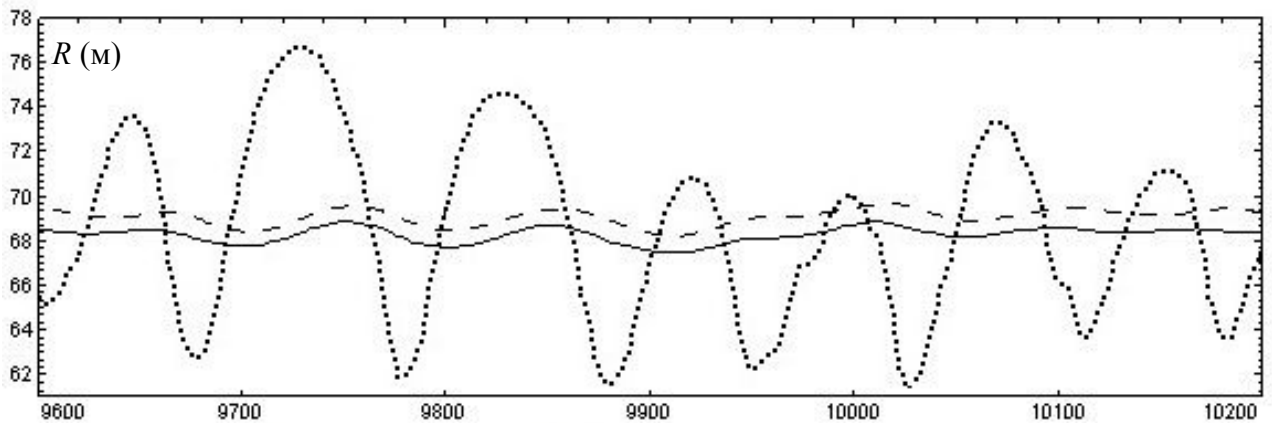


Рисунок 3.6. Сравнение значений расстояния между источником зондирующего поля и приемной системой, вычисленных различными методами:

- $R_{EM}$ : электромагнитного относительного позиционирования
- $R_{CHC}$ : дифференциального режима СНС
- .....  $R_{Sm}$ : по методу Р.Смита

Из рисунка хорошо видно, что вычисление расстояния между источником поля и приемником по методу Р.Смита не вполне адекватно в условиях динамического углового движения буксируемой гондолы. В то же время видно, что значения расстояний, вычисленные с помощью алгоритмов электромагнитной системы позиционирования, вполне соответствуют длинам базовых линий, полученным с помощью дифференциального режима СНС. Незначительное их расхождение не является ошибкой, а обусловлено тем, что положение антенны СНС-приемника на фюзеляже вертолета не совпадает с расположением эффективного центра дипольной возбуждающей системы, а также тем, что и в буксируемой гондole положение антенны смещено относительно центра чувствительности индукционного датчика.

Рис. 3.7 иллюстрирует результаты определения тремя методами значения угла возвышения между источником поля и приемником.

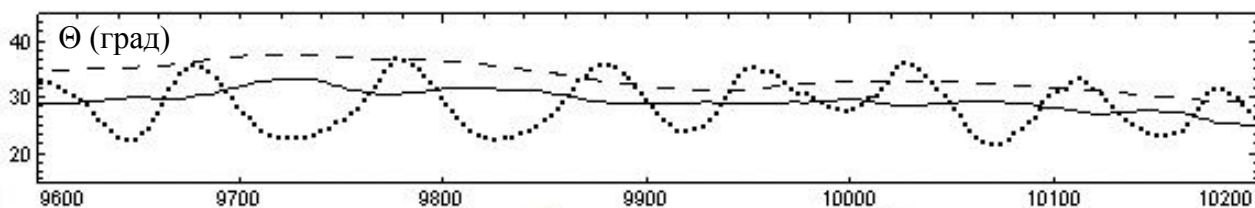


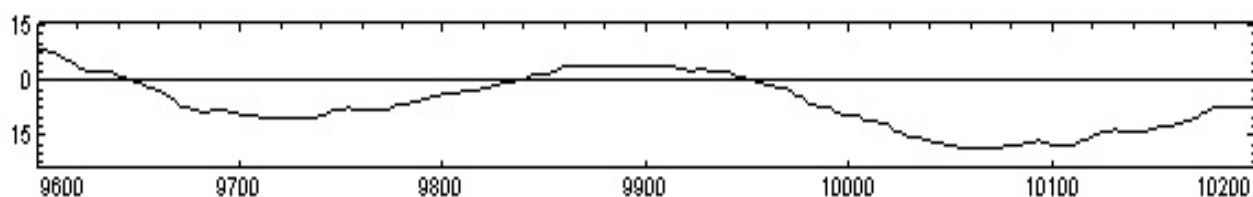
Рисунок 3.7. Сравнение значений угла направления на гондолу, вычисленного различными методами:

- $\Theta_{EM}$ : электромагнитного относительного позиционирования
- $\Theta_{CHC}$ : дифференциального режима СНС
- .....  $\Theta_{sm}$  : по методу Р. Смита

На рисунке:  $\Theta_{EM}$  определено как угол между направлением вектора магнитного момента источника зондирующего поля (в предположении – вертикального) и вектором направления от точки расположения источника поля на точку расположения приемника;  $\Theta_{sm}$  – по методу Р. Смита;  $\Theta_{CHC}$  – угол возвышения относительно геодезической вертикали по данным дифференциального режима СНС).

Из рисунка хорошо видно, что вычисление значения угла по методу Р.Смита (в предположении, что буксируемая гондола ориентирована вдоль траектории движения) в условиях динамичного полета неадекватно. (В данном случае это численное значение в большей степени соответствует углу направления продольной оси чувствительности индукционного датчика в системе координат возбуждающей системы, что безусловно является ошибкой. В то же время, сравнение результатов счисления методами дифференциального режима СНС и электромагнитного позиционирования показывает хорошее соответствие. Незначительное расхождение кривых не является ошибкой, а обусловлено тем, что при дифференциальном СНС-счислении значение угла определяется в географической системе координат, а при электромагнитном позиционировании – в системе координат, связанной с источником поля, и, соответственно, с небольшими, но все же имеющими быть, изменениями углов тангажа и крена аппарата-носителя.

На рисунке Рис. 3.8 можно видеть значение угла отклонения приемника от продольной вертикальной плоскости в системе координат летательного аппарата, вычисленное с помощью алгоритмов электромагнитного относительного позиционирования. Значение этого угла не может быть определено ни с использованием дифференциальной пары СНС-приемников, ни с использованием метода Р.Смита.



*Рисунок 3.8. Значение азимутального угла, вычисленное методом электромагнитного позиционирования*

Значительный объем аэрогеофизических работ, выполненных в производственном режиме, показал высокую точность работы предложенного алгоритма относительного позиционирования, и существенное повышение качества получаемой геофизической информации благодаря учету при интерпретации условий зондирования. Это положительно сказывается на качестве картирования и, соответственно, достоверности геофизической интерпретации получаемых результатов. Рис. 3.9–3.10\* показывают, насколько учет взаимного расположения источника и приемника повышает достоверность определения по данным зондирования значений кажущихся удельных сопротивлений исследуемой среды.

На Рис. 3.9: а – значения удельных сопротивлений с учетом контроля геометрических параметров разнесенной установки; б – разность высот источника поля и приемника над поверхностью земли; в – высота источника поля над землей.

---

\* Приведенные данные получены при полетах с аэроэлектроразведочными системами ЕМ4Н и «Экватор» (см. Глава 6)



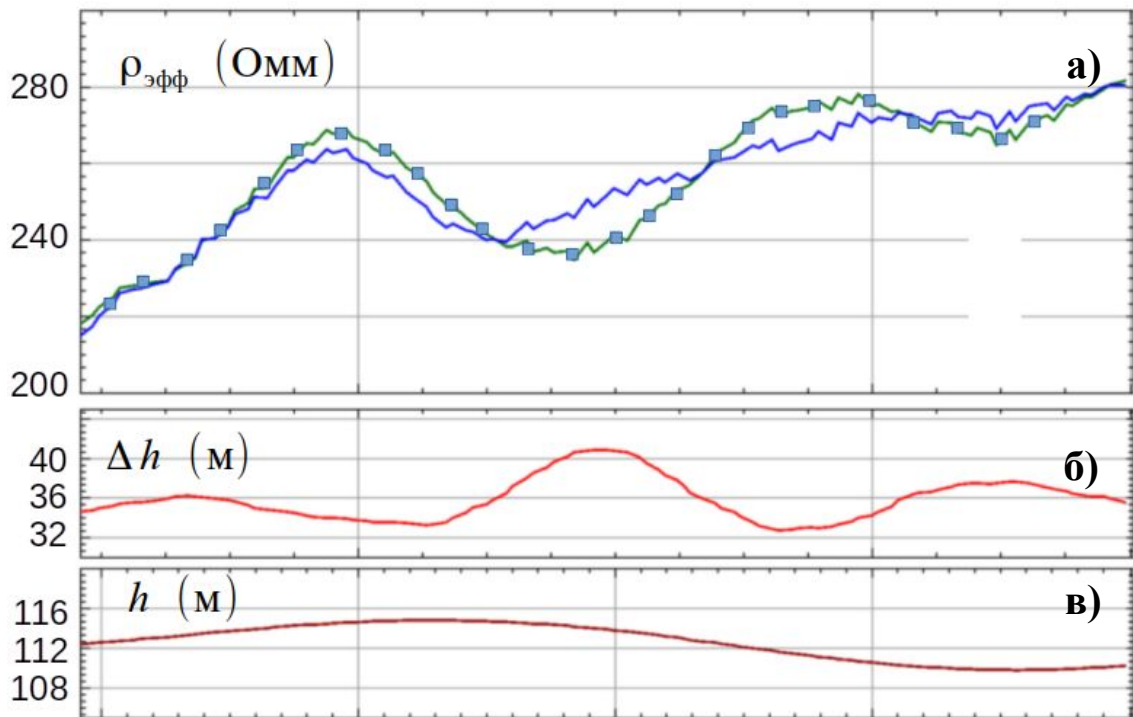
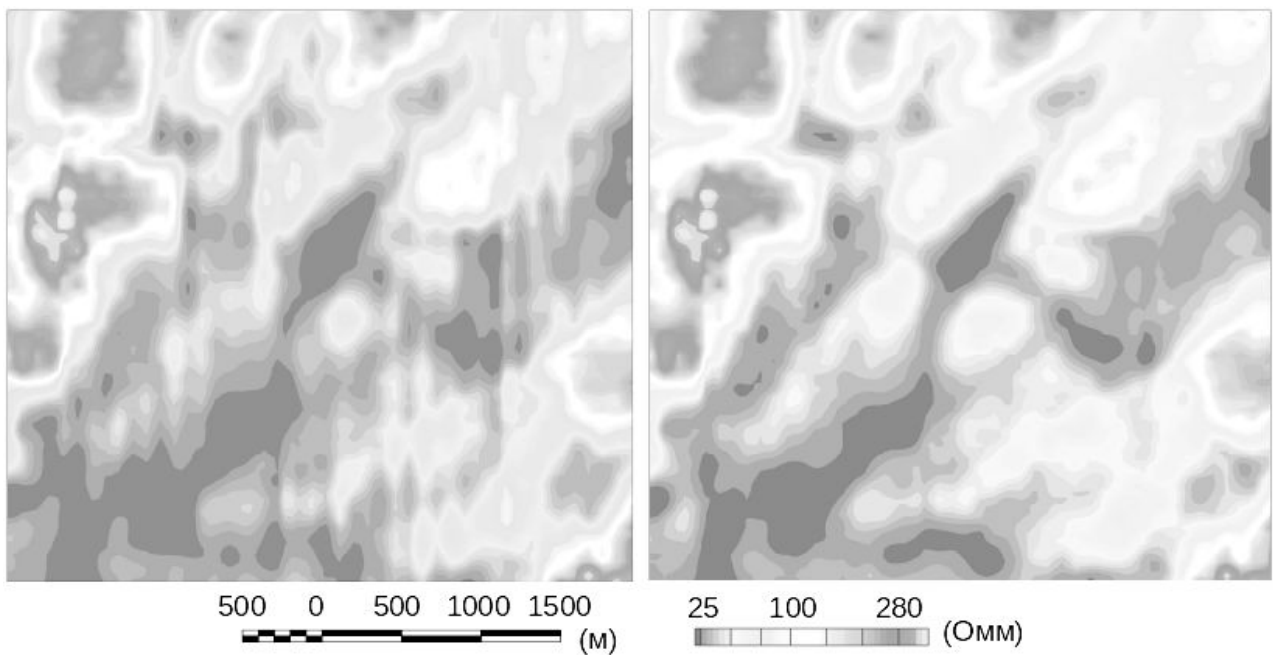


Рисунок 3.9. Влияние контроля геометрических параметров установки на достоверность определения электропроводности среды

■ без контроля геометрии  
— с контролем геометрии

Из рисунке хорошо видно, что без учета контроля геометрии установки на результат вычисления значений удельных сопротивлений существенно влияет изменение разности высот между приемником и источником поля. При приближении приемника к земле растет амплитуда отклика, что без учета геометрии воспринимается как уменьшение удельного сопротивления. Противофазное поведение графиков наглядно это демонстрирует.

При картировании это приводит к появлению ложных аномалий, снижающих достоверность интерпретации. На Рис. 3.10, где справа показана карта распределения удельных сопротивлений, построенная с учетом геометрии установки, а слева – без такого учета. Легко видеть, что форма и структура характерных аномалий искажаются под воздействием ошибок, связанных с некорректным вычислением значений удельных сопротивлений.



*Рисунок 3.10. К оценке эффективности учета геометрических параметров зондирующей установки*

### **Выводы по Главе 3**

В данной главе представлены результаты разработки алгоритма электромагнитного относительного позиционирования – метода контроля геометрических параметров разнесенной зондирующей установки: радиус-вектора центра чувствительности индукционного датчика в системе координат, связанной с источником поля, а также углов их взаимной ориентации. Получены следующие результаты:

1) На основе анализа существующих методов контроля геометрических параметров показана актуальность решения задачи относительного позиционирования на основе измерений переменного магнитного поля.

2) Получено теоретическое решение задачи позиционирования датчика приемной системы в поле трех разнонаправленных дипольных излучателей с совмещенными центрами, основанное на линейности зависимости напряженности поля дипольного излучателя по параметру вектора момента.

3) Доказана теорема о единственности решения задачи позиционирования с точностью до выбора одного из двух возможных значений знака единичного множителя расчетного радиус-вектора. Приведена схема алгоритма относительного позиционирования.

4) На основе разработанной модели искажений результатов измерений в зондирующей системе созданы алгоритмы трех этапов калибровки системы относительного позиционирования: приведения результатов измерений к линейно поляризованному полю; определения масштабных коэффициентов приемной системы и поправок к априорным значениям векторов дипольных моментов возбуждающей системы; определение поправок к значениям углов взаимной ориентации возбуждающей и приемной систем. Приведена общая схема вычислений для системы относительного позиционирования, включающая алгоритмы калибровки.

5) На основе сравнения с данными, полученными методом дифференциального счисления длины базовой линии между антеннами двух СНС-приемников, выполнена оценка чувствительности системы относительного позиционирования к изменению расстоянию между источником и приемником поля на уровне 2–5 см и на уровне 0,3–0,5 град. Точность счисления координат зависит от точности калибровки, и для рассмотренных разнесенных систем ошибка счисления расстояния составляет не более 0,2–0,4 м, ошибка измерения углов взаимной ориентации – не более 1,0°.

## **Глава 4   Метод и алгоритм определения полного значения поля отклика в разнесенной комбинированной системе**

Эффективность применения той или иной аэроэлектроразведочной системы определяется качеством геофизически значимой информации. От ее полноты и достоверности зависит общий результат геолого-геофизической интерпретации: точность оценки предполагаемых физических свойств, расчетных глубин, мощностей залегания и т. п. В разделе 1.2.2 показано, что максимально возможный с точки зрения геофизической интерпретации объем информации, содержащейся в результатах измерений, в частотном представлении доставляет значение спектра поля отклика, а во временном – временная его форма. Процесс интерпретации сложен, требует учета дополнительной информации об условиях зондирования и даже априорных представлений о структуре геоэлектрического разреза, однако важнейшей отправной точкой перехода от результатов измерений к их интерпретации является получение по меньшей мере каких-либо представлений о поле отклика.

### **4.1 Фрагментарное получения геофизически значимой информации**

Главная проблема в получении геофизически значимой информации при обработке данных, полученных при зондировании с использованием систем разнесенного типа, связана с тем, что, исходя из (1.7) и (1.8), определить полное значение поля отклика можно только при условии исключения из результатов измерений влияния первичного поля, по амплитуде многократно превышающего поле отклика. Влияние первичного поля и его изменчивости на результаты зондирования получило даже специальное название – «геометрический шум» [63].

Вектор первичного поля, непосредственно наблюдаемого в точке расположения приемной системы, согласно (3.2), определяется значением вектора мо-

мента, его создающего, и геометрическими параметрами зондирующей установки. Представляется заманчивым, пользуясь какими-либо дальномерными и угломерными системами, определить геометрические параметры зондирующей установки, рассчитать значение вектора первичного поля для точки расположения приемника и вычесть получившееся значение из результатов измерений. Основная сложность реализации данного принципа заключается в том, что амплитуда первичного поля в точке расположения датчика приемной системы зависит от расстояния до излучателя как  $1/R^3$  [9], где  $R$  – расстояние между ними. Так при расстоянии между источником и приемником поля в 50 м ошибка определения расстояния в 1 см приводит к относительной ошибке определения расчетного поля порядка 0,05%, что примерно на порядок хуже требуемой точности измерений. Для установки с разномом 15 м критическим оказывается даже определение расстояния с точностью 1 мм. На современном техническом уровне никакие технические средства не развивают точности определения необходимого набора геометрических параметров, достаточной для косвенного вычисления достоверного значения вектора первичного поля в точке расположения датчика приемной системы и, соответственно, не позволяют путем вычитания его из результатов измерений получить значение поля отклика от зондируемой среды. Теоретически, такой метод применим для установок с очень большой дистанцией между источником поля и приемником при одновременно малом удалении либо приемной, либо возбуждающей системы от зондируемой среды. К сожалению, как отмечено выше, такое устройство системы неоправданно усложняет выполнение полетов.

Геофизически значимую информацию можно получить пусть не в полной, но в некоторой фрагментарной форме. При этом в определенной степени сохраняется зависимость параметров в выделенных фрагментах от свойств геоэлектрического разреза, хотя интерпретационные возможности значительно сужаются. Следует также отметить, что даже для таких фрагментарных форм

исключить полностью зависимость от влияния первичного поля обычно не удается.

#### 4.1.1 Фрагментарное частотное представление, квадратурные системы

В частотном представлении влияние первичного поля можно исключить из результатов измерений непосредственно при когерентном накоплении. Пусть поле возбуждающего источника является монохроматическим:  $\mathbf{M}(t) = \mathbf{M} \cos \omega t$  (в спектральном представлении:  $\mathbf{M} = \check{\mathbf{M}}(j\omega) = \text{Re} \check{\mathbf{M}}(j\omega)$ ). Тогда с учетом (1.8) совокупное измеряемое поле от всех наведенных в среде вторичных вихревых токов, а также основного возбуждающего поля представляется выражением:

$$\check{\mathbf{H}}_{\Sigma}(j\omega) = j \left( \sum_i \frac{\omega}{(1 + (\omega \tau_i^{LR})^2) R_i} \right) \mathbf{G}_{Si} \check{\mathbf{M}} + \left\{ \left( \sum_i \mathbf{G}_{Si} \frac{\omega^2 \tau_i^2}{(1 + \omega^2 \tau_i^2) R_i} + \mathbf{G}_P \right) \check{\mathbf{M}} \right\}. \quad (4.1)$$

В приведенном выражении член, заключенный в фигурные скобки, представляет собой вектор – вещественную часть измеренного комплексного вектора. Он является суммой полного вектора первичного поля и вещественной части поля отклика. При квадратурном представлении разделение этих частей не производится, однако, как нетрудно видеть, можно относительно просто выделить в результатах измерений мнимую (квадратурную) составляющую, теоретически не содержащуюся в первичном поле, но присутствующую в поле отклика. Используется синхронное детектирование на частоте зондирования  $\omega$  в соответствующей фазе. Спектр, составленный из одних квадратурных компонент измеренного поля, сохраняет зависимость от геоэлектрических свойств зондируемой среды и, хотя ограниченно, пригодность для геофизической интерпретации. Системы, реализующие данный принцип, принято называть квадратурными [55].

Важной особенностью приведенного метода является отсутствие влияния первичного поля на результаты измерений при любом взаимном расположении

источника поля и приемника зондирующей установки. Это дает возможность построения разнесенных квадратурных систем.

Некогда весьма распространенные, сегодня квадратурные системы практически утратили свою популярность, однако еще недавно широко использовались при геофизических исследованиях. С применением квадратурной системы ДИП-4А даже еще в 2000–2005 г. выполнялась значительная часть работ на территории России.

На этапе становления аэроэлектроразведочных методов в СССР, во многом связанном с работами Б.С.Светова [31], широко использовался квадратурный инвариантный метод, получивший название «метода эллиптически поляризованного поля». Суть его заключается в выделении в результатах измерений инвариантных параметров, не зависящих от фазы спектральных компонент зондирующего поля и ориентации рамок индукционного датчика относительно возбуждающей системы. Инвариантными параметрами являются отношение амплитуд векторов полуосей эллипса поляризации, сумма их квадратов и фаза большой полуоси [24].

Переход к параметрам эллипса поляризации и даже к скалярному значению отношения полуосей позволяет уклониться от необходимости точного контроля фазы возбуждения поля, а отчасти и от контроля геометрии разнесенной зондирующей установки. Если считать, что источник зондирующего поля является точечным дипольным излучателем, поле которого линейно поляризовано, то ненулевое значение отношения полуосей эллипса поляризации свидетельствует о присутствии поля отклика. Инвариантный подход несколько упрощает процесс измерений в зондирующей системе, но при этом все же сужает возможности интерпретации. Метод предполагает подавление поля вихревых токов в конструкциях возбуждающей системы на аппаратном уровне, поскольку если задачу устранения этого влияния решать путем обработки данных, то неизбежно оказывается, что для этого должны быть корректно получены не инвари-

антные, а непосредственные векторные значения, по которым затем могут быть вычислены и параметры эллипса поляризации, только они становятся, некоторым образом, излишними.

Инвариантное представление, тем не менее, оказывается удобным при экспресс-контроле функционирования зондирующей системы. Поскольку в условиях полета на большой высоте, где поле отклика гарантированно отсутствует, ненулевое значение параметра отношения полуосей свидетельствует о нарушениях в процессе зондирования, превышение этим параметром заданного максимально допустимого значения является признаком нарушений в работе аппаратуры. Для некоторых систем именно предельное значение ошибки отношения полуосей является паспортным параметром точности и чувствительности.

Сложностью технической реализации квадратурных систем является необходимость преодоления влияния нескольких искажающих факторов. В частности, в акте измерения регистрируется, собственно, не значение измеряемого поля, а лишь сигнал после приема и усиления. Для зондируемого объекта в форме одиночного проводящего витка вектор, составленный из значений комплексных амплитуд сигналов, снимаемых с трех приемных рамок, представляется выражением:

$$\check{U}'_{\Sigma}(j\omega) = \check{\chi}(j\omega) \left( \frac{j\omega + \omega^2 \tau^2}{(1 + \omega^2 \tau^2) R} \mathbf{G}_S \right) \mathbf{M} + \left[ \check{\chi}(j\omega) \mathbf{G}_P \mathbf{M} \right]. \quad (4.2)$$

В этой формуле  $\check{\chi}(j\omega)$  – масштабный коэффициент, комплексное матричное (3×3) значение частотной характеристики приемника на частоте  $\omega$ . С учетом неизбежной при технической реализации неидеальности этой частотной характеристики, слагаемое, взятое в данном выражении в фигурные скобки (не связанное со свойствами зондируемой среды, но связанное с первичным полем), уже не является чисто действительным (синфазным) вектором. А поскольку по абсолютной величине первичное поле многократно превышает поле отклика,



после такого измерения выделяемая в сигнале квадратурная часть оказывается значительной по амплитуде и зависящей от его величины и направления.

Матрица частотной характеристики  $\check{\chi}(j\omega)$ , хотя изначально и близка по значению к единичной, тем не менее, принципиально нестабильна и зависит, в частности, от температуры различных элементов системы (приемных рамок, усилителей и т. п.). Для уменьшения степени этого влияния абсолютную величину параметра  $G_3$  важно по возможности уменьшить. Этого можно добиться максимальным приближением приемника к земле с одновременным отдалением его от источника поля. По этой причине длина троса-кабеля квадратурной пространственно разнесенной системы F-400 (Канада, 70-е годы) [66] составляла более 100 м при высоте движения приемника над землей около 50 м. Над достаточно проводящим разрезом соотношение амплитуд поля отклика и первичного достигало 10–15%. Даже с учетом того, что стабильность измерительных параметров установки составляла всего 1,0–1,5%, значение квадратурной компоненты поля отклика измерялось с точностью порядка 10%. Такая точность даже сейчас может считаться удовлетворительной для некоторых типов систем, но, как отмечено выше, работа с использованием столь длинного троса-кабеля при малой высоте приемника над землей очень сложна даже при полетах над равнинной местностью, не говоря уже о горных районах.

Другим фактором, искажающим процесс измерений, является возникновение наведенных токов в обшивке фюзеляжа летательного аппарата и других элементах конструкции. По своей природе эти вихревые токи ничем не отличаются от вихревых токов, наводимых в зондируемой среде, и зачастую создаваемое ими поле в точке расположения приемника даже превышает величину поля отклика от земли. Задачу подавления влияния вихревых токов, возникающих в обшивке, отчасти удастся решить введением в возбуждающую систему дополнительного диполя с тем расчетом, чтобы его поле скомпенсировало поле токов, наведенных в фюзеляже. Этот принцип компенсации был использован в квадра-

турной разнесенной системе ДИП-А (Россия) [28].

Квадратурные системы даже при идеальных характеристиках приемника обладают особенностью, ограничивающей их применение. Из (4.2) следует, что значение измеряемой квадратурной составляющей оказывается равным нулю как над идеальными (или почти идеальными) изоляторами ( $R \rightarrow \infty$ ), так и ярко выраженными проводниками ( $\tau \rightarrow \infty$ ).

Все известные квадратурные системы выполнены по разнесенной схеме, позволяющей снизить требования к динамическому диапазону сигналов (отношение поля отклика к первичному достаточно велико). Класс таких систем в настоящее время не столь многочислен, как в эру бурного развития в 60–70-е годы, при аэрогеофизических исследованиях за пределами Российской Федерации они практически не используются. В некотором смысле это объясняется приверженностью традициям и отсутствием значительного числа таких установок. Однако главной причиной является сложность методов обработки регистрируемых данных и получения геофизически значимой информации.

#### **4.1.2 Фрагментарное временное представление, «Off-Time» – системы**

Как уже отмечалось в 1.2.2, одним из традиционных методов исследования свойств геоэлектрического разреза является метод переходных процессов, заключающийся в исследовании формы кривой спада в сигналах приемника, наблюдаемых непосредственно после выключения зондирующего поля. После мгновенного выключения тока в цепи зондирующего диполя временная форма поля, регистрируемая приемником на определенном отрезке времени повторяет форму переходной характеристики связи «источник→среда→приемник». Первичное поле предполагается исключенным по самому принципу измерения, а системы, его реализующие, принято называть «Off-Time» – системами [39]. Очевидная простота и лаконичность базового метода по сравнению с частотным электромагнитным зондированием во многом предопределила повышенный

интерес к построению систем этого типа. Особенно перспективными представлялись две кажущиеся очевидными возможности:

– Корректно измеренная переходная (а, соответственно, и импульсная) характеристика геоэлектрического разреза теоретически представляют собой полную геофизически значимую информацию. Заметим однако, что на практике по совокупности причин она может быть выделена лишь фрагментарно.

– Влияние первичного поля предполагается исключенным в силу принципа наблюдения сигнала после импульсного воздействия.

Детальный анализ, однако, показывает, что «Off-Time»-системы обладают рядом особенностей, ограничивающих преимущества метода:

1) Строго говоря, корректная техническая реализация системы и метода переходных процессов с зонированием полей в виде единичной функции невозможна в принципе, так как физически не реализуемо мгновенное выключение зондирующего поля. На практике прибегают к зондированию трапецеидальными, треугольными или полусинусоидальными импульсами, что существенно меняет временную форму поля отклика, и по сути разрушает стройную простоту метода поисковой интерпретации (1.18), так как при непрямоугольной форме зондирующих импульсов невозможно и непосредственное наблюдение переходной характеристики.

2) Поле вихревых токов, возникающих в элементах несущей конструкции дипольной возбуждающей системы, воспринимается приемником точно так же, как и поле отклика от зондируемой среды. Для классического метода переходных процессов это влияние является неустранимой помехой.

3) Для выделения полезного сигнала от ярко выраженных проводящих объектов необходимо обеспечить высокую чувствительность измерений сигналов при поздних временах спада поля отклика. В то же время, слабо проводящие поверхностные объекты, характеризующиеся малым значением постоянной времени, проявляют себя на ранних временах спада. Поля отклика при

этом имеет значительную амплитуду, поскольку объекты располагаются ближе к измерительной установке. Не все они при этом являются «геологическим шумом», а могут быть и важными объектами поиска. С учетом же того, что сигнал отклика имеет экспоненциальный характер, оказывается, что для корректного измерения на ранних временах приемник должен иметь слишком большой динамический диапазон. На практике при временных измерениях интервал времени, непосредственно следующий за выключением зондирующего поля, исключается из процесса измерения. В продолжение этого времени система оказывается невосприимчивой к полю отклика от земли и слабо проводящие объекты оказываются «незамеченными». Кроме того, регистрировать сигнал после выключения поля можно в любом случае лишь после небольшой паузы, необходимой для «успокоения» переходных процессов в возбуждающей системе зондирующей установки. Соответственно, для «Off-Time»–систем существенную сложность представляет исследование приповерхностной структуры разреза, геологических структур, сложенных породами с низкой электропроводностью, требующих рассмотрения временной формы поля отклика на ранних отрезках времени, непосредственно после выключения возбуждающего поля.

4) По тем же причинам временной интервал наблюдения кривой спада не может быть большим – экспоненциально убывающая амплитуда отклика на поздних временах быстро становится слишком малой на фоне помех и шумов эфира. Таким образом, временной интервал непосредственного наблюдения спада поля отклика (т. е. переходной характеристики) оказывается ограниченным и в области поздних времен. Следует отметить, что зондирование на поздних временах может быть обеспечено за счет значительного увеличения магнитного момента источника возбуждающего поля, который, однако, также оказывается ограниченным по энергетическим соображениям. Значительное увеличение дипольного магнитного момента требует возможно только при уве-

личение размеров петли излучателя (некоторые возбуждающие «Off-Time»–системы имеют поистине циклопические размеры – более 30 м в диаметре, что не может не сказаться на показателях эффективности производственного применения. Выполнять полеты с такими установками очень сложно и небезопасно.

5) Приемная система аэроэлектроразведочной установки по самой своей природе не вполне равномерно движется в естественном магнитном поле земли. При этом в спектре сигнала на выходе приемной системы неизбежно наблюдается влияние низкочастотной помехи, амплитуда которой весьма велика. Для подавления этой помехи в приемно-усилительном тракте обычно применяются аппаратные фильтры верхних частот. Технически их реализация не вызывает существенных трудностей, но после их введения переходная характеристика приемной системы приобретает сложную форму. Вследствие этого после выключения зондирующего поля на выходе приемника даже в отсутствие поля отклика наблюдается сигнал чисто аппаратурной природы, повторяющий эту форму. В присутствии отклика от земли этот сигнал становится помехой. Особенно неприятно, что амплитуда и форма этого сигнала зависят от амплитуды и направления вектора первичного поля в точке приема – параметров, контроль которых никак не предусмотрен базовым принципом метода переходных процессов.

6) Приемные рамки индукционного датчика электроразведочной системы по закону Фарадея реагируют не на само магнитное поле, а на его изменение во времени. Отклик от хорошо проводящего объекта спадает медленно, напряжение на концах приемной рамки оказывается слишком малым на фоне помех:

$$U(t) = -\mu_0 S \frac{dH(t)}{dt} = -\mu_0 S k \frac{1}{\tau^{LR}} \exp(-t/\tau^{LR}), \quad t > 0. \quad (4.3)$$

Здесь:  $S$  – площадь эффективного сечения, чувствительность приемной рамки;  $k$  – коэффициент, зависящий от величины дипольного момента излучателя и

расположения установки над зондируемой средой. В такой измерительной установке наблюдение отклика от ярко выраженных проводников ( $\tau \rightarrow \infty$ ) оказывается невозможным. Соответственно, и информацию, на основании которой невозможно отличить идеальный проводник от идеального изолятора, никак нельзя считать полной. Отклик от ярко выраженного проводника можно было бы наблюдать во время действия фронта зондирующего импульса, однако в этом случае во всей полноте проявляет себя проблема непосредственного влияния первичного поля на результаты измерений.

Хотя переходная характеристика связи «источник→среда→приемник», безусловно составляет геофизически значимую информацию в полном объеме, как следствие из приведенных особенностей технической реализации, зондирующие системы, построенные по принципу наблюдения отклика после завершения действия зондирующего импульса, выделяют лишь фрагмент переходной характеристики, соответственно, возможности «Off-Time»–систем в решении геологических задач ограничены в значительной части диапазона свойств зондируемой среды. Безоговорочно эффективны эти системы при поисках ярко выраженных мощных проводников на значительной глубине в присутствии слабо проводящих пород, определение строения которых не является предметом исследований и по отношению к объектам поиска представляет «геологическую помеху».

Яркими представителями классических «Off-Time»–систем являются MEGATEM и HeliTEM (CGG, Канада). У первой из них мощный петлевой возбуждающий диполь выполнен из провода, используемого при сооружении линий электропередач, и смонтирован на конструкциях большого транспортного самолета, у второй – на специальной буксируемой платформе диаметром более 30 м.

Принцип наблюдения поля во временной форме позволяет располагать приемник и в непосредственной близости от возбуждающей системы. По такой

схеме выполнена зондирующая установка комплекса «VTEM» (Geotech, Канада). Приемник располагается в центре петли излучающего диполя.

#### **4.1.3 Основания для определения полного значения поля отклика и создания комбинированных зондирующих систем**

Поскольку спектральная (частотная) и временная формы представления геофизически значимой информации имеют глубокие традиции в интерпретационном процессе, задача создания зондирующей системы, с одновременно частотным и временным представлением геофизически значимой информации несомненно является актуальной. Особенно эффективной такая система окажется, если при этом удастся получить полное значение поля отклика, свободное от влияния первичного поля.

Отчасти попытка такого комплексного представления результатов зондирования была предпринята в семидесятые годы Э.Бэрринджером в созданном под его руководством комплексе COTRAN. Приемник этой разнесенной системы с импульсным возбуждением не отключался на время действия зондирующего импульса. Это позволило выполнить преобразование данных в частотную область и получить спектр суммарного поля в частотном представлении. Однако без применения методов отделения первичного поля эта информация оказалась в недостаточной мере эффективной. Получается, что главной задачей создания комбинированных «частотно-временных» систем является именно построение методов выделения полного значения спектра поля отклика системы с непрерывным возбуждением в частотном представлении.

Здесь следует обратить внимание на следующее обстоятельство. Частотная зависимость связи «источник→среда→приемник» обладает той особенностью, что, согласно (1.11) (Рис. 1.2), в области экстремально низких частот зависимость амплитуды квадратурной компоненты от частоты зондирования линейная, а синфазной – квадратичная. Эту область частот принято называть зоной

малого параметра ( $\omega\tau$ ) или зоной резистивного предела. При зондировании слабо проводящей среды при достаточно низких частотах зависимость амплитуды действительной (синфазной) компоненты от частоты можно полагать известной (квадратичной). При этом предполагается, что первичное поле синфазно (самому себе) и его наличие никак не мешает выделению амплитуды квадратурной (мнимой) составляющей. Это свойство частотной характеристики привлекало внимание геофизиков еще в 70-е годы (Рис. 4.1), и нашло применение в следующем конструктивном подходе к получению полного значения поля отклика в частотной системе [63].

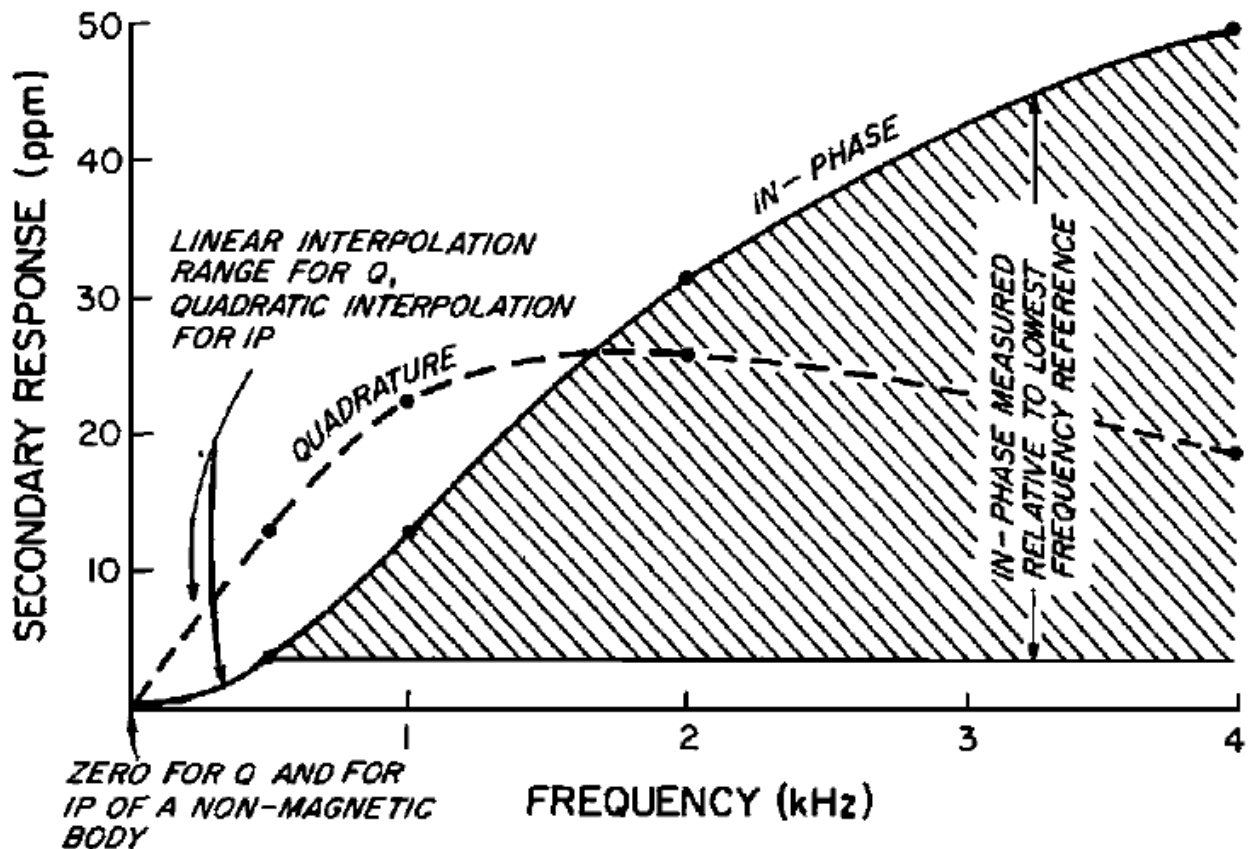


Рисунок 4.1. Принцип определения синфазной части поля отклика (из книги *Electromagnetic Methods in Applied Geophysics*)

Если считать, что значения двух частот зондирующего спектра лежат в области резистивного предела, то значение синфазной компоненты поля отклика для самой низкой из них может быть определено как результат квадратичной



экстраполяции по разности значений, полученных при непосредственном детектировании на этих двух частотах (для этого они обязательно должны существовать в зондирующем спектре). Значения синфазных компонент векторов поля отклика для всех остальных частот зондирующего спектра после этого можно вычислить по разностям с измеренным значением на низкой частоте.

Здесь важно, что построение кривых, приведенных на Рис. 4.1 (и, соответственно, предложенный метод) оказывается возможным только в том случае, если значение вектора момента источника возбуждающего поля на всех частотах одинаково (такой источник является  $\delta$ -излучателем), равно как и чувствительность приемной системы.

## **4.2 Виртуальный дипольный $\delta$ -излучатель**

В разделе 2.9.5 (Рис. 2.15), показано, что использование алгоритмов адаптивной коррекции позволяет несколько выровнять значения амплитуд на различных частотах, однако добиться достаточной точности этим методом не удастся по причине влияния факторов, внешних по отношению к функционированию зондирующей системы. Перспективы получения более точного решения этой задачи оказываются связанными с работой алгоритмов относительного позиционирования. Решение достигается с использованием алгоритмов калибровки, рассмотренных в Главе 3.

Примем во внимание следующее обстоятельство. По итогам коррекций всех трех этапов калибровки системы относительного позиционирования нами получены действительные значения векторов поля, возбуждаемого всеми тремя диполями. То есть, можно считать, что вектор поля, возбуждаемый основным зондирующим диполем, определен с достаточной точностью на одной из частот, этим диполем возбуждаемой. Но ведь для позиционирования могла быть выбрана и другая частота, содержащаяся в его спектре. Выполним же операцию приведения к линейно поляризованному вектору не для одной, а для всех

актуальных частот зондирующего спектра. Действуя аналогично (3.51), выразим искажение результатов измерений, обусловленное несовершенством зондирующей системы, набором коэффициентов при линейной комбинации векторов, полученных для системы относительного позиционирования после всех введенных поправок:

$$\sum_r \left( \check{\xi}(j\omega_k) \check{\mathbf{H}}'_\Sigma(j\omega_k) - \mathbf{H}_1 - \sum_{j=1}^3 \check{k}_j(j\omega_k) \mathbf{H}_j(j\omega_k) - \check{\Psi}(j\omega_k) \frac{d\mathbf{H}_1}{dt} \right)^2 \rightarrow \min \quad (4.4)$$

То есть, после вычисления методом наименьших квадратов значений коэффициентов линейной комбинации  $\check{k}_j(j\omega_k)$  и матриц  $\check{\xi}$  и  $\check{\Psi}$  по серии измерений  $r$ , выполненных в режиме калибровки при большой высоте установки над землей и энергичных эволюциях буксируемой системы, эти значения образуют корректирующее правило, приводящее значения измеренных векторов поля на разных частотах к одному чисто действительному значению вектора поля основного диполя на частоте, выбранной для системы относительного позиционирования. В приведенном выражении:  $\check{\mathbf{H}}'_\Sigma(j\omega_k)$  – спектр измеренного поля на частотах зондирования  $\omega_k$ ;  $\mathbf{H}_1(j\omega_k), \mathbf{H}_j(j\omega_k)$  – скорректированные по результатам калибровки действительные значения векторов поля системы относительного позиционирования.

Соответствующим будет и корректирующее правило. Значение приведенного спектра после коррекции

$$\check{\mathbf{H}}(j\omega_k) = \check{\xi}(j\omega_k) \check{\mathbf{H}}'_\Sigma(j\omega_k) - \sum_{j=1}^3 \check{k}_j(j\omega_k) \mathbf{H}_j(j\omega_k) - \check{\Psi}(j\omega_k) \frac{d\mathbf{H}_1}{dt} \quad (4.5)$$

с точностью до введенной поправки принимает действительное значение в условиях отсутствия отклика от зондируемой среды. Таким образом, скомпенсированными оказываются искажения, обусловленные несовершенством приемной системы на всех частотах зондирующего спектра и искажения, обусловленные влиянием вихревых токов, возникающих в конструкциях установки. В от-

сутствие отклика от земли после введения поправок во всем диапазоне взаимных положений возбуждающей и приемной систем вектор поля на всех частотах имеет примерно одинаковое ненулевое преимущественно действительное значение. Такое поведение соответствует полю виртуального  $\delta$ -излучателя.

#### 4.2.1 Оценка точности приведения к полю $\delta$ -излучателя

На Рис. 4.2\* показано приведение к полю  $\delta$ -излучателя результатов измерений, полученных при выполнении аэросъемки с применением системы с частотным представлением. На рисунке: нижний график – результаты некорректированных измерений (хорошо видно общее смещение относительно нуля и влияние колебаний буксируемой гондолы с периодом  $T_1$  и колебаний индукционного датчика в амортизирующем подвесе с периодом  $T_2$ ).

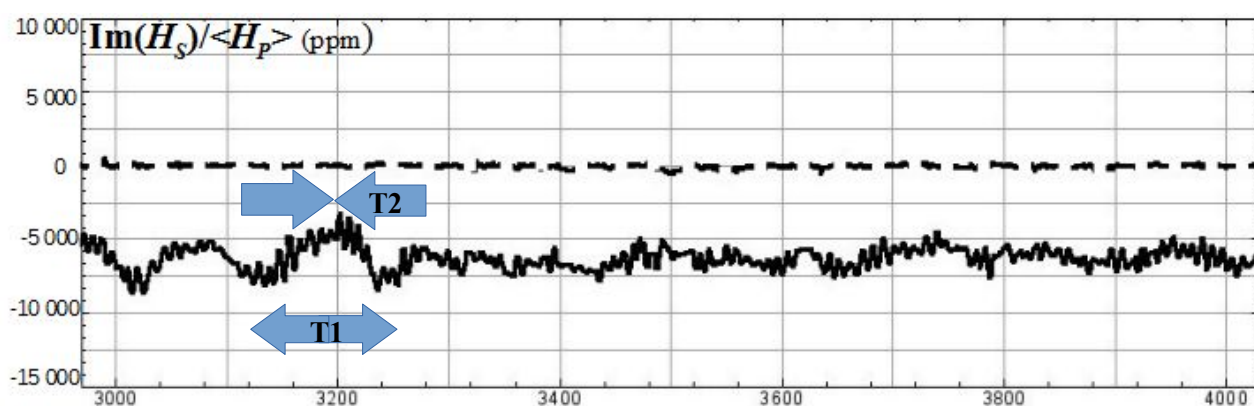


Рисунок 4.2. Приведение к полю  $\delta$ -излучателя (монохромное возбуждение,  $f=520$  Гц)

Верхний график (пунктирная линия) представляет результат приведения – изменение во времени мнимой компоненты вектора поля в условиях отсутствия влияния проводимости зондируемой среды при большой высоте полета (это значение должно быть равно нулю и не зависеть от изменения геометрических параметров).

\* Данные получены при полетах с аэроэлектроразведочной системой EM4H (см. ГЛАВА 6)

На Рис. 4.3 показаны результаты приведения к полю спектра идеального  $\delta$ -излучателя для большого числа зондирующих частот. Данные получены в реальном аэросъемочном процессе при работе зондирующей установки с полигармоническим возбуждением.

На рисунке\* затемненная область соответствует тому участку полета на большой высоте (график г), при котором выполнялись процедуры накопления данных для подбора калибровочных коэффициентов. Хорошо видно, что в этой области значения разностей амплитуд действительных частей векторов измеряемого поля со значением опорного вектора (графики а) близки к нулю (поле отклика отсутствует). Среднее относительное значение отклонения этого параметра по всем частотам спектра не превышает 15 ppm.

---

\* Данные получены при измерениях аэроэлектроразведочной системы «Экватор» (см. Глава 6)

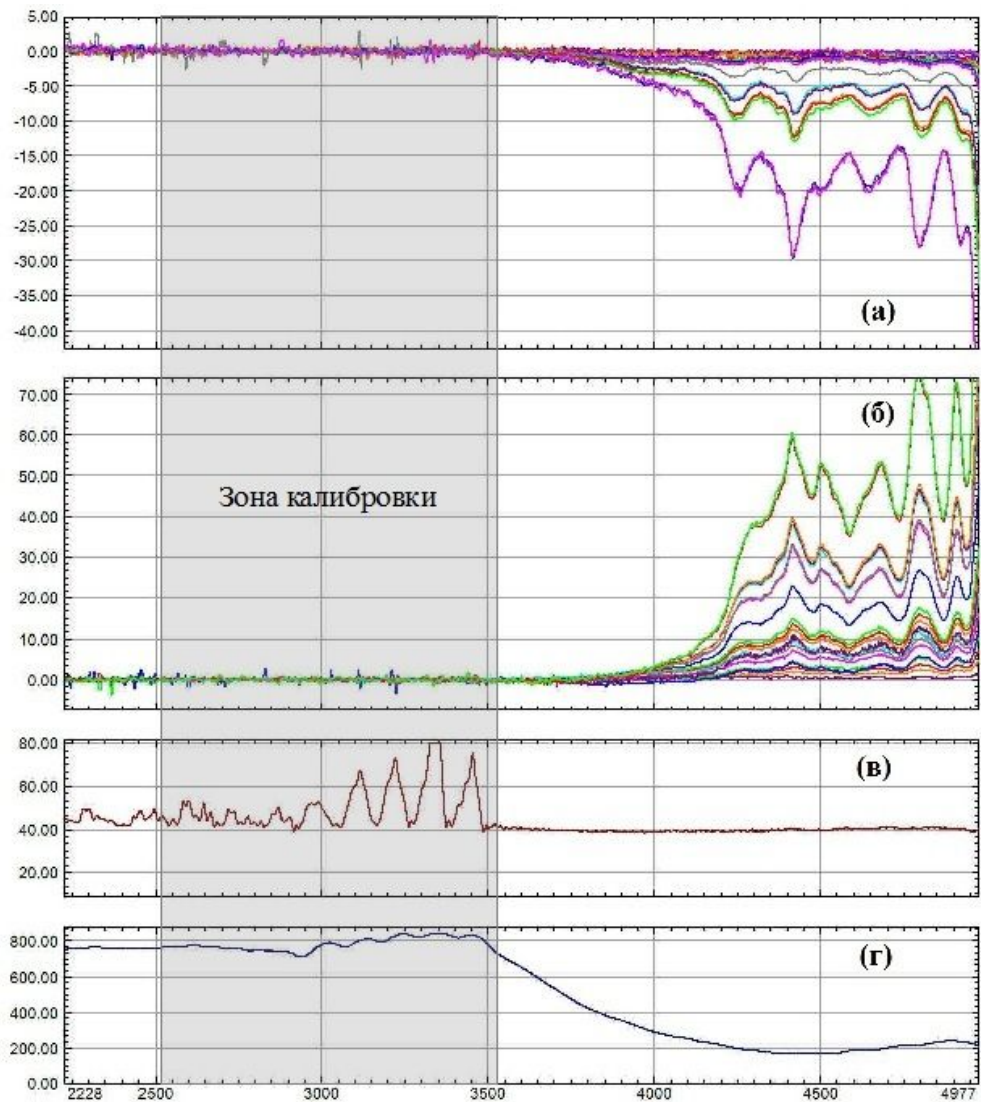


Рисунок 4.3. Результаты приведения к полю идеального  $\delta$ -излучателя

Из рисунка видно, что в зоне калибровки близки к нулю и значения амплитуд мнимых компонент (графики б). Также видно, что результат приведения адекватен – по мере сближения установки с зондируемой средой увеличивается амплитуда поля отклика, становятся значимыми величины мнимых компонент и почастотные разности действительных.

#### 4.2.2 Особенности технической реализации метода и алгоритма приведения к полю $\delta$ -излучателя

Предложенный алгоритм приведения в своей основе построен на алго-

ритмах системы относительного позиционирования, которые сами основаны на предположении, что диполи-излучатели возбуждающей системы являются локальными (точечными) источниками. Пространственная структура поля реального излучателя соответствует параметрам поля точечного диполя только при удалении точки наблюдения на расстояние, существенно превышающее размер его петли. Это означает, что в зондирующих системах с жестким и сосредоточенным расположением приемника и источника первичное поле в точке измерения вообще не является дипольным, а в разнесенных системах для того, чтобы оно было таковым, дистанция между источником поля и приемной системой должна быть достаточно большой.

### 4.3 Алгоритмы определения полного значения поля отклика

#### 4.3.1 Определение поля отклика над высокоомным геоэлектрическим разрезом

После приведения к полю  $\delta$ -излучателя с учетом квадратичной зависимости амплитуд поля отклика от частоты в зоне малого параметра (согласно разделу 4.1.3, Рис. 4.1), соответствующим условиям высокоомного разреза, значение комплексной амплитуды отклика на низшей из зондирующих частот можно приближенно определить, как результат квадратичной экстраполяции по разности значений синфазной компоненты для двух нижних частот:

$$\operatorname{Re}\left\{\check{\mathbf{H}}_S(j\omega_0)\right\} \approx \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2 - \omega_0^2} \left[ \operatorname{Re}\left\{\check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega_1)\right\} - \operatorname{Re}\left\{\check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega_0)\right\} \right]. \quad (4.6)$$

Если на всех частотах зондирующего спектра первичное поле источника имеет одинаковую величину и направление, то значения синфазных компонент поля отклика для всех остальных частот можно представить как:

$$\check{\mathbf{W}}_\Sigma(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T, j\omega) \mathbf{M}_0 \approx \check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega) - \operatorname{Re}\left\{\check{\mathbf{H}}_\Sigma(j\omega_0)\right\} + \operatorname{Re}\left\{\check{\mathbf{H}}_S(j\omega_0)\right\}. \quad (4.7)$$

В приведенном выражении учтены условия для обеспечения относительной корректности выполнения операции определения полного значения поля отклика, а именно:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_0 = \text{const}(\omega) & \quad \text{момент источника поля на всех} \\ & \quad \text{частотах одинаков} \\ \text{Im}(\mathbf{G}_3(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M}_0) = 0 & \quad \text{первичное поле на всех частотах} \\ & \quad \text{синфазно} \end{aligned} \tag{4.8}$$

Удовлетворение условий (4.8) позволяет надеяться на положительное решение задачи получения полного значения поля отклика в частотном представлении при зондировании разнесенной системой, что самое главное – при непрерывном возбуждении, когда поле отклика наблюдается вместе с первичным, а вычисление значения синфазной части осуществляется по схеме (4.6) – (4.7).

Как отмечено выше, приведенная схема может быть реализована только в том случае, если две нижние частоты в спектре возбуждающего поля приходятся на область малого параметра. Чем ниже частоты в зондирующем спектре, тем шире диапазон значений электропроводности среды, для которых этот алгоритм применим.

### 4.3.2 Определение поля отклика над существенно проводящим разрезом

При существенно высокой удельной электропроводности зондируемой среды область резистивного предела настолько смещается в низкочастотную область, что выходит за пределы спектра зондирующих частот. Задача же определения полного отклика для низкоомных разрезов столь же актуальна, как и для высокоомных. Применительно к работе разнесенных зондирующих систем важно напомнить, что в области высоких частот зависимость амплитуды вещественной компоненты поля отклика от частоты имеет асимптотический характер (см. (1.14)). Взаимодействие поля со средой теряет зависимость от частоты,

приобретая характер идеального отражения. Эту область принято называть областью индуктивного предела. Это свойство может быть использовано для приближенного вычисления значения вещественной компоненты поля отклика на верхней из зондирующих частот.

Произведя замену переменной в формуле (1.11) получаем:

$$\operatorname{Re}(\check{H}(j\omega)) = \frac{SH_0}{R} \left( \frac{\tau}{w^2 + \tau^2} \right), \text{ где } w = 1/\omega \quad (4.9)$$

после чего, полагая область верхних зондирующих частот областью малого параметра  $w^2$ , раскладывая (4.9) в ряд и ограничиваясь линейным приближением, получаем для этой области:

$$\operatorname{Re}(\check{H}(j\omega)) \approx \left[ \lim_{\omega \rightarrow \infty} \operatorname{Re}(H(j\omega)) \right] - Q_{IL} w^2. \quad (4.10)$$

Величина, взятая в данном выражении в квадратные скобки, соответствует величине индуктивного предела,  $Q_{IL}$  – неопределенный пока коэффициент при квадратичной зависимости.

Исходя из (4.10) решение задачи определения спектра действительных компонент поля отклика может быть получено при следующих условиях:

$$\operatorname{Re}(\check{\mathbf{H}}_S(j\omega_{MAX})) \approx \lim_{\omega \rightarrow \infty} \operatorname{Re}(\check{\mathbf{H}}_S(j\omega)) \quad \begin{array}{l} \text{– удельное сопротивление зонди-} \\ \text{руемой среды мало, верхняя} \\ \text{частота достаточно высока} \end{array} \quad (4.11)$$

$$\check{\mathbf{M}}(j\omega) = \mathbf{M} = \operatorname{const}(\omega) \quad \begin{array}{l} \text{– момент источника поля на всех} \\ \text{частотах одинаков;} \end{array}$$

Первое из условий (4.11) соответствует достижению самой высокой из частот зондирующего спектра той области в правой части кривой зависимости действительной компоненты отклика от частоты, в которой кривая асимптотически приближается к так называемому индуктивному пределу. На Рис. 4.4 приведен характерный спектр поля отклика, наблюдаемого над таким низкоомным разрезом.



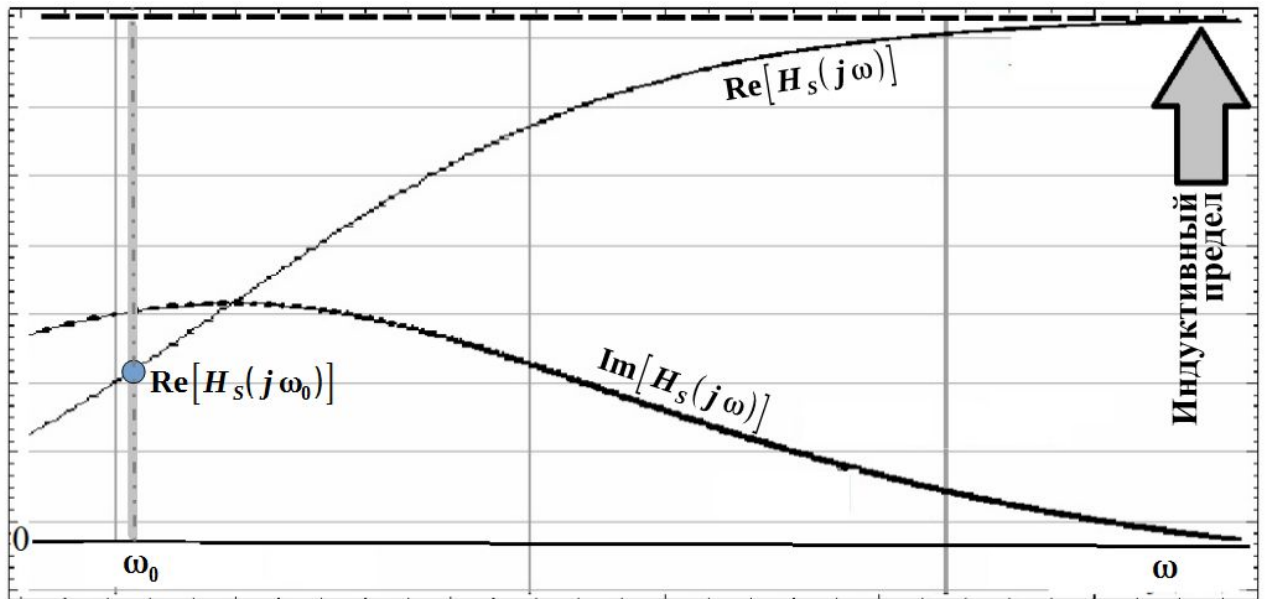


Рисунок 4.4. Спектр поля отклика от низкоомной среды

На рисунке стрелкой показана область частот, близких к индуктивному пределу, а также отмечено положение самой низкой частоты зондирования. Из рисунка хорошо видно, что алгоритм, пригодный для высокоомного разреза, над низкоомной средой теряет корректность. На нижних частотах спектра зондирования действительная компонента поля отклика достаточно велика, и оценить параметры кривой в области, левее нижней из зондирующих частот, невозможно.

Приближенное решение задачи вычисления поля отклика в этом случае может быть получено по разности измеренных вещественных компонент для двух частот вблизи области индуктивного предела:

$$\text{Re}\left(\tilde{H}(j\omega_R)\right) \approx \lim_{\omega \rightarrow \infty} \text{Re}\left(\check{H}(j\omega)\right) - \left(\frac{\omega_R^2}{\omega_L^2} - 1\right)^{-1} \left[ \text{Re}\left(H(j\omega_R^2)\right) - \text{Re}\left(H(j\omega_L^2)\right) \right]. \quad (4.12)$$

В приведенном выражении  $\omega_L$  и  $\omega_R$  – значения для левой и правой используемых частот.

Если верхнюю частоту зондирования можно считать достигшей области частот индуктивного предела, то поведение действительной расчетной

компоненты поля отклика согласуется с условиями отражения зондирующего диполя в зеркале проводящей среды. Соответственно, величину и направление синфазной компоненты поля отклика можно приближенно вычислить, используя метод отраженного диполя.

Для вычисления отклика по принципу отсчета от индуктивного предела необходимы следующие данные:

1) Параметры взаимного пространственного и углового расположения приемника и источника поля зондирующей установки. Ниже показано, что в реальных экспериментах эти данные с достаточной точностью вычисляются в результате работы алгоритмов относительного электромагнитного позиционирования (см. раздел 3.3).

2) Параметры расположения всей установки относительно зондируемой среды. Высота установки над землей определяется с использованием радио- или оптических дальномеров (высотомеров).

Эта часть в алгоритме является наиболее деликатной. Дело в том, что даже самая точная информация о расположении зондирующей установки над поверхностью земли не вполне определяет ее положение над отражающей поверхностью низкоомной ее части. Например, приповерхностный слой может быть сложен предельно высокоомными породами. Важнейшим для реализации данного метода является допущение, что отклик, измеряемый приемником зондирующей системы и отраженный сигнал радиовысотомера приходят от одной и той же границы зеркала проводящей среды.

В свете вышеизложенного, если условия зондирования соответствуют (4.11), то:

$$\begin{aligned} \check{H}_S(j\omega_k) = & \left[ \check{H}_\Sigma(j\omega_k) - \operatorname{Re}(\check{H}_\Sigma(j\omega_0)) \right] + \mathbf{G}_{OTP}(\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) \mathbf{M} - \\ & - \left[ \operatorname{Re}(\check{H}_\Sigma(j\omega_{MAX})) - \operatorname{Re}(\check{H}_\Sigma(j\omega_0)) \right]. \end{aligned} \quad (4.13)$$

В приведенном выражении  $G_{OTP}(x_R, x_T)M$  – расчетное значение вектора поля при идеальном отражении, вычисленное на основании рассмотренных выше геометрических условий по методу отраженного диполя (величина чисто действительная).

Рис. 4.5 иллюстрирует соотношение составляющих в выражении (4.13). Широкой стрелкой отмечена корректирующая добавка к разности синфазных компонент поля отклика. Квадратурная же часть над любым разрезом измеряется непосредственно, поскольку возбуждающее поле содержит только синфазную составляющую.

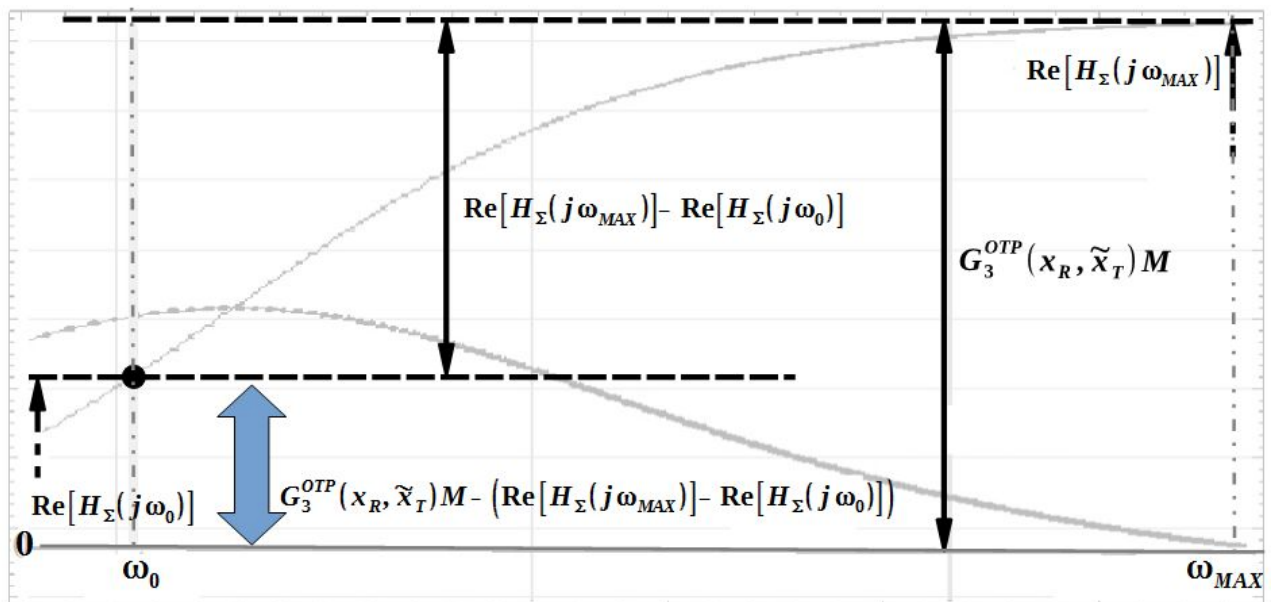


Рисунок 4.5. К вычислению поля отклика над низкоомной средой

Значение спектра, вычисленное согласно (4.13), и будет спектральным (частотным) представлением поля отклика при условии достижения верхними частотами области, близкой к области индуктивного предела.

Важно заметить, что для практически реализуемых низких частот при зондировании среды, отличающейся экстремально высокой электропроводностью, решение даже по этому методу получено быть не может. Взаимодействие зондирующего поля с такой средой на всех доступных для практического использования частотах соответствует условиям идеального отражения, отклик

на всех частотах будет чисто синфазным, при этом одинаковым по величине и направлению. Получается, что геофизически значимая информация может считаться достаточно корректной лишь для ограниченного (хотя и широкого) диапазона возможных значений электропроводности геоэлектрического разреза. Согласно схеме алгоритма, чем выше частоты в зондирующем спектре, тем шире диапазон значений электропроводности, для которых этот алгоритм применим.

### **4.3.3 Условия применимости алгоритмов и точность определения полного отклика**

Приведенный метод и алгоритм очевидно обладает той особенностью, что вещественные компонента спектра поля отклика не измеряются непосредственно, после приведения к полю  $\delta$ -излучателя спектр вещественных компонент поля отклика в общем случае может быть определен лишь с точностью до неизвестной аддитивной добавки, значение которой может быть получено лишь при условии, что этот спектр почастотных разностей так или иначе окажется вырожденным в какой-либо области частот. Такое вырождение наблюдается в области низких частот при зондировании высокоомной среды (резистивный предел), и в области высоких частот при зондировании среды с высокой электропроводностью (индуктивный предел). Информативность формы спектра в области вырождения теряется, однако появляется возможность привязки к постоянному значению аддитивной добавки, значение которой, согласно алгоритму, определяется как величина действительной компоненты поля отклика на низшей из частот зондирующего спектра.

Следует, однако, отметить, что характер вырождения в области предельно низких и предельно высоких частот одинаков – значения почастотных разностей, равно как и значения мнимых компонент, близки к нулю. Над бесконечно высокоомной средой отклики на всем спектре частот зондирования просто от-

сутствуют (аддитивная добавка равна нулю), а над идеальным проводником отклики на всех частотах равны друг другу (аддитивная добавка нулю не равна, но по форме спектра почастотных разностей ее невозможно определить). Электроразведочная система, реализующая данный метод и алгоритм, не способна, таким образом, отличить идеальный проводник от идеального изолятора.

Присутствие идеальных сред на территориях проведения аэрогеофизических исследований представляется маловероятным, при зондировании же пород, имеющих не равные нулю или бесконечности значения удельных сопротивлений, форма спектра допускает возможность применения предложенного метода и алгоритма. Диапазон физических свойств реальных геоэлектрических разрезов, представляющих интерес для изучения, достаточно широк – от нескольких тысяч (и даже десятков тысяч) Ом·м (сухой снег, пресная вода, кварц, гранит, базальт) до десятых (и даже сотых) долей Ом·м (морская вода, соленые озера, залежи сульфидных руд). Крайние значения этого диапазона уже оказываются близки к «идеальным». Соответственно, для практического применения метода и алгоритма важно определить необходимый диапазон зондирующих частот, а для актуального зондирующего спектра – диапазон доступных для исследований геоэлектрических разрезов.

## **4.4 Оценка точности алгоритма определения спектра поля отклика**

### **4.4.1 Ошибки определения спектра поля отклика**

Для оценки ошибок выполним расчет спектра поля отклика в следующей последовательности:

- 1) Задавшись параметрами зондирующей установки, вычислим (согласно разделу 2.3) предельное значение поля отклика и предельное значение чувствительности системы к разрезу.

2) Выполняя расчет поля отклика для заданных параметров удельной электропроводности однородного полупространства (прямая задача) и приводя в действие представленный выше алгоритм, определим величину ошибки, вносимой алгоритмом для различных значений удельного электрического сопротивления модельного однородного проводящего полупространства .

Геометрические параметры установки представлены на Рис. 4.6, значащие характеристики – в Табл. 4.1.

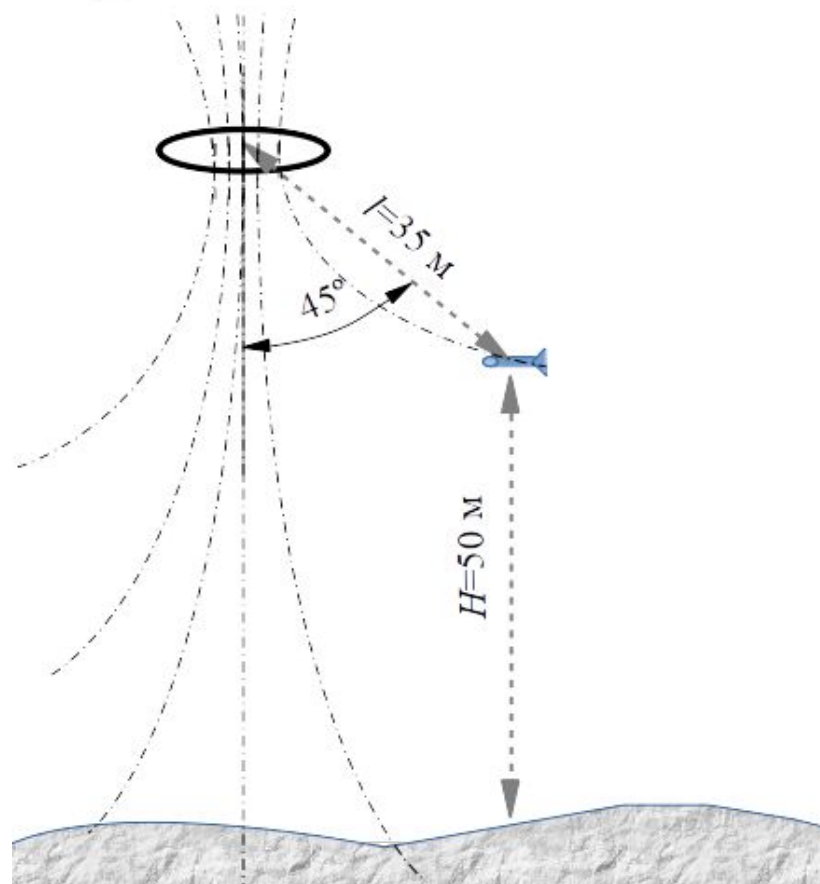


Рисунок 4.6. Геометрические параметры модели зондирующей установки

Таблица 4.1.

Текст названия таблицы

Параметр	Обозн	Значение	Примечание
Дипольный магнитный момент	M	$100 \cdot 10^{10}$	Усл. ед.
Чувствительность приемной системы	s	$5 \cdot 10^{-5}$	Отн.
Первичное поле в точке приема	$H_p$	928017	Усл. ед
Индуктивный предел	$H_{lim}$	72974	7,86% $H_p$
Чувствительность к отклику	$\beta$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	

Здесь важно сделать следующие замечания. При частотном представлении форма спектра поля отклика от малоразмерных локальных проводящих объектов в изолирующей вмещающей среде практически повторяет форму спектра от одиночного индуктивно-резистивного витка (см. раздел 1.2). Спектр же отклика от пространственно распределенных структур, хотя в целом сохраняет общий характер, однако отличается и количественно, и в соотношениях вещественных и мнимых компонент. Поэтому для корректной оценки базовых возможностей алгоритма моделирование спектров поля отклика выполнено для однородной изотропной неполяризуемой ограничено электропроводной среды (однородного полупространства) в диапазоне удельных электрических сопротивлений от 0,01 до 6000 Ом·м.

На Рис. 4.7 приведены графики расчетных значений спектров вертикальной компоненты поля отклика ( $H_{sz}$ ). Из рисунка видно, что в зависимости от электропроводности разреза либо низкочастотную область спектра можно считать зоной малого параметра, либо в высокочастотной области будет достигнуто значение вещественных компонент, близкое к расчетному индуктивному пределу (на графиках (Рис. 4.7) значения компонент представлены в процентах от этой величины, составляющей 7,86% от расчетной амплитуды первичного поля).

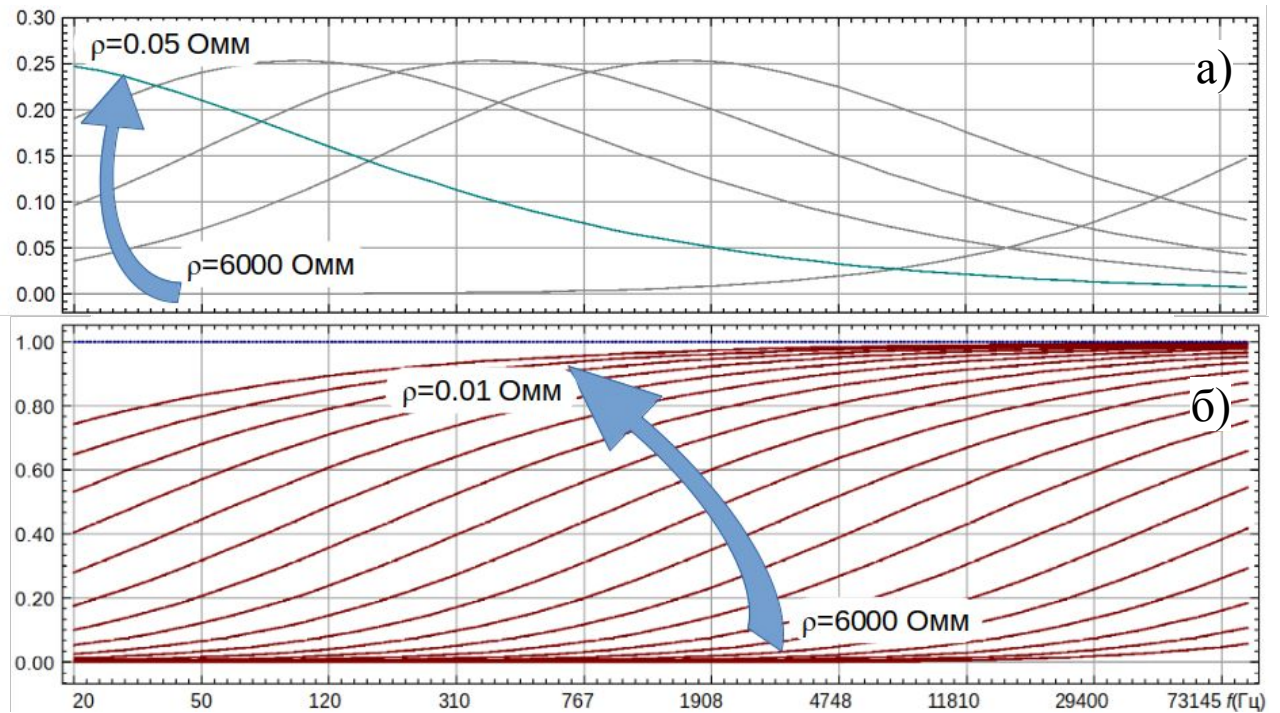


Рисунок 4.7. Форма спектра поля отклика от однородной среды:

а) – мнимые компоненты

б) – действительные компоненты

Следует, однако отметить, что требования к точности определения поля отклика очень высоки. Расчетная чувствительность системы к разрезу ( $\beta$ ) в тех же единицах составляет (согласно Табл. 4.1)  $4,6 \cdot 10^{-2}$ . На приведенных рисунках эта величина чуть больше толщины линий графиков.

#### 4.4.2 Ошибка определения спектра поля отклика от высокоомного разреза

Полагая низкочастотную область спектра поля отклика зоной малого параметра, а первичное поле – приведенным к полю  $\delta$ -излучателя, определим согласно (4.6) приближенное расчетное значение действительной компоненты поля отклика на низкой частоте. С учетом влияния ошибок измерений:

$$\operatorname{Re}(\tilde{H}_S(\omega_0)) = \frac{1}{n_R^2 - n_L^2} \left[ \operatorname{Re}(\check{H}_Z^\Sigma(jn_R \frac{\omega_R}{\omega_0})) - \operatorname{Re}(\check{H}_Z^\Sigma(jn_L \frac{\omega_L}{\omega_0})) + o(\omega_R) + o(\omega_L) \right], \quad (4.14)$$

где:  $\omega_R$ ,  $\omega_L$  – значения частот, по измерениям на которых оценивается коэффи-



циент параболы, аппроксимирующей зависимость амплитуды отклика от частоты;  $\omega_R$  и  $\omega_L$  – значения ошибок для вычисленных квадратурных компонент.

Из полученной формулы следует, что значение ошибки определения вводимой поправки:

$$\tilde{\delta}(\omega_0, n_R, n_L) = \operatorname{Re}(\tilde{H}_S(\omega_0)) - \operatorname{Re}(H_S(\omega_0)) = \frac{1}{n_R^2 - n_L^2} [\sigma(\omega_R) + \sigma(\omega_L)]. \quad (4.15)$$

Здесь важно отметить, что при реальных измерениях степень влияния различного рода помех при вычислениях квадратурных компонент для низшей частоты спектра оказывается существенно большим, чем для последующих. Это объясняется целым комплексом причин, главной из которых является влияние вибраций, передаваемых индукционному датчику приемной системы в условиях полета. Обычно среднеквадратическое отклонение на низкой частоте в 2–4 раза больше, чем на следующей за ней по спектру. Данные, столь подверженные влиянию ошибок измерения, не принято использовать в расчетах. Однако важно, что для более высоких частот  $\omega_R, \omega_L$  низкочастотную область спектра можно считать зоной малого параметра лишь при существенно высоких значениях удельного сопротивления. Следует также принимать во внимание, что даже с учетом сильного влияния помех на низшей из частот ( $\sigma(\omega_0) = P \cdot \sigma(\omega_1)$ , где  $P > 1$ ):

$$\tilde{\delta}(\omega_0, n_1, 1) = \frac{P-1}{n_1^2-1} \sigma_1, \quad (4.16)$$

следовательно,  $\tilde{\delta}(\omega_0, n_1, 1) > \sigma_1$  только если  $P$  станет больше  $n_1^2$ . То есть для  $n_1 = 3$  даже при четырехкратно увеличенном влиянии шума на нижней частоте расчетное значение  $\tilde{H}_S(\omega_0)$ , вычисленное по формуле (4.14), окажется менее подверженным влиянию помех, чем непосредственно предполагаемое близким к нулю значение  $\sigma(\omega_1)$ .

По мере увеличения электропроводности разреза зависимость амплитуд действительной компоненты поля отклика от частоты уже не является в доста-

точной степени точности квадратичной параболой, проходящей через ноль. На Рис. 4.8 приведены три пары графиков, соответствующих значениям трех разных значений удельного электрического сопротивления однородного полупространства.

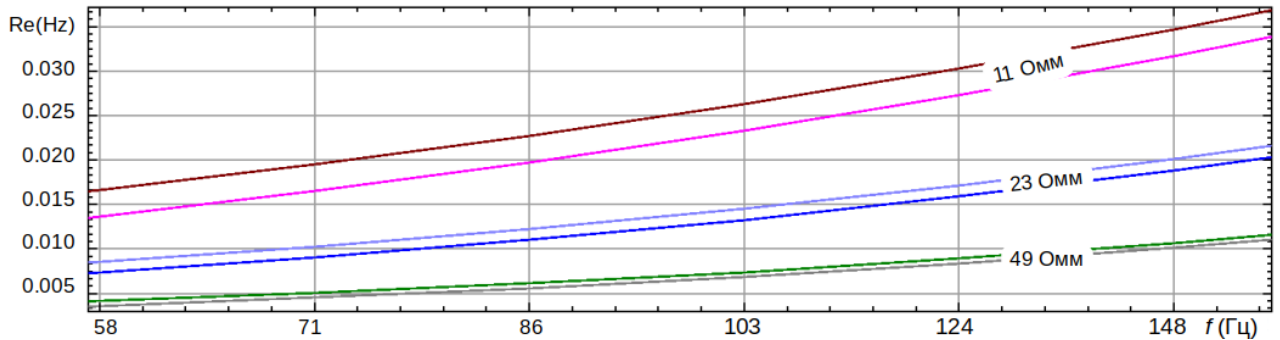


Рисунок 4.8. Ошибка определения действительной компоненты отклика при квадратичной экстраполяции в низкочастотной области

В каждой паре: верхний график – спектр действительных компонент, вычисленный по модели; нижний – спектр после приведения в действие алгоритма вычисления поля отклика в предположении непосредственного неотделимого влияния первичного поля (значения даны в процентах от величины индуктивного предела). Хорошо видно, что для значений удельного электрического сопротивления, больших 10 Ом·м, ошибка введенной поправки соизмерима с чувствительностью к полю отклика ( $\beta = 4,6 \cdot 10^{-2} \%$ ). Примерно до этих значений вычисление действительных компонент спектра поля отклика путем квадратичной экстраполяции (4.14) является оправданным. В расчетах были приняты следующие значения частот:  $\omega_R = 2\pi \cdot 111$  (1/сек),  $\omega_L = 2\pi \cdot 37$  (1/сек). Геометрические параметры установки соответствуют приведенным на Рис. 4.6.

#### 4.4.3 Ошибка определения спектра поля отклика от низкоомной среды

Согласно (4.13) в основе предлагаемого метода вычисления спектра поля отклика от среды с низким удельным электрическим сопротивлением положено вычисление спектра почастотных разностей для действительных компонент и

принято во внимание, что спектр мнимых компонент измеряется непосредственно после приведения данных к полю идеального  $\delta$ -излучателя. Отличие заключается в том, что в этом случае значение корректирующей добавки к частотным разностям отсчитывается методом квадратичной экстраполяции от величины индуктивного предела. Соответственно складывается и система погрешностей такого определения:

На Рис. 4.9 показана зависимость ошибок вычислений расчетной добавки с помощью квадратичной экстраполяции:  $RL$  – в области резистивного предела ( $\omega \rightarrow 0$ ),  $IL$  – в области индуктивного предела ( $1/\omega \rightarrow 0$ ). По вертикальной шкале отложено значение ошибки в процентах от значения индуктивного предела, по горизонтальной – значение удельного сопротивления в логарифмическом масштабе. Ошибка экстраполяции по резистивному пределу занижает значение вещественной компоненты, по индуктивному пределу – завышает. На рисунке горизонтальной полосой отмечена область, где ошибка примерно соответствует чувствительности к полю отклика  $\beta \leq 0,04$ .

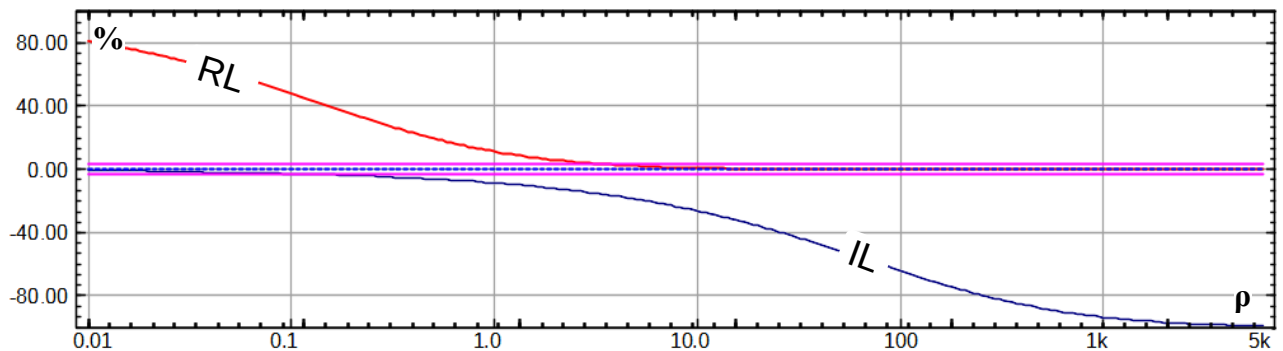


Рисунок 4.9. Ошибка определения действительной компоненты поля отклика:  $RL$  – по резистивному пределу;  $IL$  – по индуктивному пределу

Из приведенного рисунка видно, что лишь в узком диапазоне значений удельных сопротивлений 0,5–5,0 Ом·м значение ошибки существенно (примерно на порядок) превышает значение расчетной чувствительности. Это конечно сказывается на точности интерпретации результатов, однако даже в этом случае получаемые данные позволяют все же адекватно сравнивать различные фраг-

менты исследуемой территории съемочной площади, отличая более проводящие участки от более изолирующих.

Важно также заметить, что при выполнении работ в зонах, характеризующихся низким удельным сопротивлением, определение всего спектра действительных компонент поля отклика оказывается неразрывно связано с вычислением значения индуктивного предела, которое производится по методу отраженного диполя (Рис. 4.10).

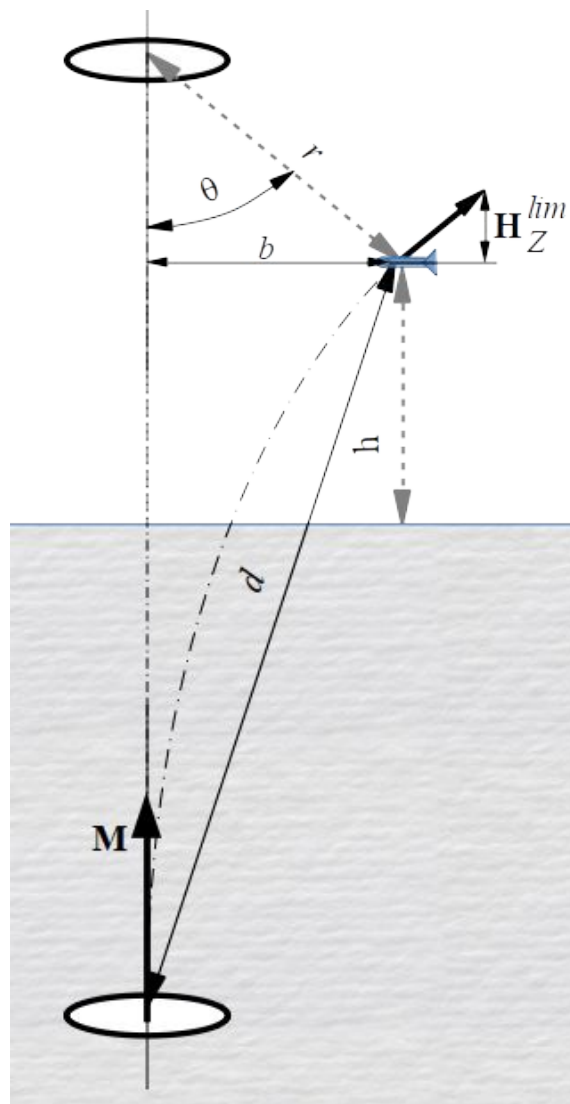


Рисунок 4.10. К вычислению параметра индуктивного предела

Согласно приведенной схеме и принимая во внимание (3.1), получаем:

$$\dot{N}_{\text{lim}}^Z = \frac{|\mathbf{M}|}{d^5} (2a^2 - b^2), \text{ где: } a = 2h - r \cos \theta, b = r \sin \theta, d = \sqrt{a^2 + b^2}. \quad (4.17)$$

В приведенную формулу входят два параметра, значения которых, должны быть получены, в некотором смысле, косвенным путем. Значение высоты  $h$  измеряется с помощью радиовысотомера, имеющего ограниченную точность, а значение угла  $\theta$  – с помощью системы и алгоритмов относительного позиционирования (см. Глава 3). Измерения обеих величин имеют ограниченную точность, в наибольшей степени важна точность определения высоты, входящая в формулу как  $1/h^3$ . Столь сильное влияние ошибки измерения высоты практически нивелирует влияние ошибок, связанных с ошибкой экстраполяции в области индуктивного предела.

#### **4.4.4 Определение типа схемы вычислений поля отклика (типа геоэлектрического разреза)**

Наиболее простым и надежным способом определения принадлежности полученных данных к высокоомному или низкоомному типу (и соответствующей последовательности вычислений) является анализ формы спектра мнимой компоненты (Рис. 4.7-а). Достижение графиком зависимости амплитуды мнимых компонент максимума в диапазоне зондирующих частот или монотонно возрастающий его характер с учетом (4.17) свидетельствуют о соответствии высокоомному типу разреза и целесообразности использованию квадратичной экстраполяции в низкочастотной области. Если же кривая не имеет выраженного максимума, является в области низких частот монотонно убывающей, то такие данные отвечают низкоомной структуре зондируемой среды. Критерием принадлежности данных низкоомному типу разреза также может служить близкое к нулю или отрицательное значение коэффициента расчетной параболы квадратичной экстраполяции (4.6), но только при обязательно значащих амплитудах мнимых компонент в низкочастотной области. В противном случае

мы имеем дело с экстремально высокоомным разрезом.

#### **4.5 Метод определения поля отклика во временном представлении**

В рамках выбранной алгоритмической схемы для вычисления отклика во временном представлении корректное определение спектра в частотном представлении является определяющим. Также важно, что сама задача получения формы отклика во временном представлении актуальна лишь для систем, так или иначе использующих импульсное возбуждение зондирующего поля. Получение частотного представления геофизически значимой информации при импульсном возбуждении в ряде случаев возможно, и во многом оправдано. Получение же геофизически значимой информации во временной форме при ограниченном наборе частот не представляет практического интереса.

Алгоритм вычисления поля отклика во временном представлении в разнесенной системе может быть представлен следующей последовательностью:

- 1) Преобразование результатов измерений в спектральную форму (прямое преобразование Фурье).
- 2) Приведение в действие алгоритма относительного позиционирования (раздел 3.3).
- 3) Определение типа геоэлектрического разреза (высокоомный или низкоомный).
- 4) Выбор ветви алгоритма в зависимости от условий проводимости разреза: для высокоомного разреза – (4.6), для проводящего – (4.13), и определение значения действительной компоненты поля отклика на нижней из зондирующих частот.
- 5) Составление композиции спектра поля отклика в частотном представлении, исходя из полученных значений: действительной компоненты поля отклика для нижней из зондирующих частот, спектра почастотных разно-

стей вещественных компонент и спектра мнимых компонент.

- б) Преобразование полученного спектра во временную форму (обратное преобразование Фурье).

#### **4.5.1 Особенности алгоритма в части определения поля отклика во временной форме**

Предложенный алгоритм вычисления параметров поля отклика в частотной и временной форме открывает важные дополнительные возможности применительно к аппаратной реализации возбуждающей системы зондирующей установки. Дело в том, что традиционное для временных систем непосредственное наблюдение во времени спада поля отклика на интервале, следующем сразу же после выключения зондирующего поля, на практике оказывается сложной технической задачей. Сложности возникают в связи с плохо предсказуемым характером утечки возбуждающего тока через паразитную емкость петлевого диполя и подводящих проводов, а также в связи с несовершенством частотной характеристики приемной системы. Во временной форме искажения проявляются в виде колебательного переходного процесса чисто аппаратной природы, как бы наложенного на наблюдаемый отклик. Различные варианты коррекции, применяемой на аппаратном уровне, как правило только ухудшают картину. Обычно некоторый интервал времени полагают «незначимым» или «некорректным», а временное накопление и разбиение на «окна» (Рис. 2.2) отсчитывают не от момента выключения тока, а отступая на 10–20 мкс. Такая потеря информации о форме отклика на ранних временах приводит к снижению качества интерпретации результатов зондирования в части оценки проводящих свойств приповерхностных слоев геоэлектрического разреза.

В результате обратного преобразования Фурье, примененного к сигналам отклика:

$$\sum_k \left[ \operatorname{Re} \left( \check{\mathbf{H}}_S(j \omega_k) \right) \cos(\omega_k \tau) \right] + \sum_k \left[ \operatorname{Im} \left( \check{\mathbf{H}}_S(j \omega_k) \right) \sin(\omega_k \tau) \right] = K \check{\mathbf{h}}_\Sigma(\tau) \quad (4.18)$$

можно ожидать получения геофизически значимой информации в виде формы импульсной характеристики  $\check{\mathbf{h}}_\Sigma(\tau)$  с точностью до скалярного множителя  $K$ .

Такое вычисление представляется очень заманчивым с той точки зрения, что при полном составе гармоник в пределах достаточно широкого диапазона можно было бы выполнить свертку, произвольно выбирая спектр задаваемого виртуального зондирующего импульса. Однако число и распределение актуальных гармоник в реальном зондирующем спектре ограничено формой истинного зондирующего импульса. Некоторые гармоники в спектре оказываются незначительными или имеют малую амплитуду. Их отсутствие исключает возможность непосредственного вычисления импульсной характеристики по формуле (4.18). Тем не менее, возможным оказывается выполнение свертки со спектром сигнала, по форме изменения во времени и спектральным характеристикам сходного с реально возбуждаемым зондирующим полем  $S(j \omega_k)$ . В этом случае:

$$\check{\mathbf{H}}_S(\tau) = \sum_k \left[ \operatorname{Re} \left( S(j \omega_k) \check{\mathbf{H}}_S(j \omega_k) \mathbf{M} \right) \right] \cos(\omega_k \tau) + \sum_k \left[ \operatorname{Im} \left( S(j \omega_k) \check{\mathbf{H}}_S(j \omega_k) \mathbf{M} \right) \right] \sin(\omega_k \tau). \quad (4.19)$$

Это и будет расчетное значение временной формы поля отклика. Такая форма будет получена, если выполнить зондирование переменным магнитным полем со спектром свертки –  $S(j \omega_k)$ .

Полученный результат интересен тем, что в отличие от обычного временного накопления, свободен от влияния помех, обусловленных несовершенством возбуждающей системы, влиянием вихревых токов в конструкции дипольных излучателей и «геометрического шума».

Важно также отметить, что для поля  $\delta$ -излучателя в частотной области в значительной мере теряет значимость строгое соблюдение истинной формы



зондирующего поля во времени. В частности, оказывается удобным (это показано ниже, в Главе 6) несколько изменить классическую импульсную форму реального зондирующего поля, восполняя, таким образом, недостающие гармоники в значимой части спектра. Благодаря введению корректирующей «добавки» может быть достигнуто значительное улучшение соотношения сигнал–шум для высокочастотных гармоник. Это, в свою очередь, позволяет повысить качество определения временной формы (4.19) на критически ранних отрезках времени, непосредственно следующих за спадом идеализированного возбуждающего поля.

Схема вычислений поля отклика приведена на Рис. 4.11.

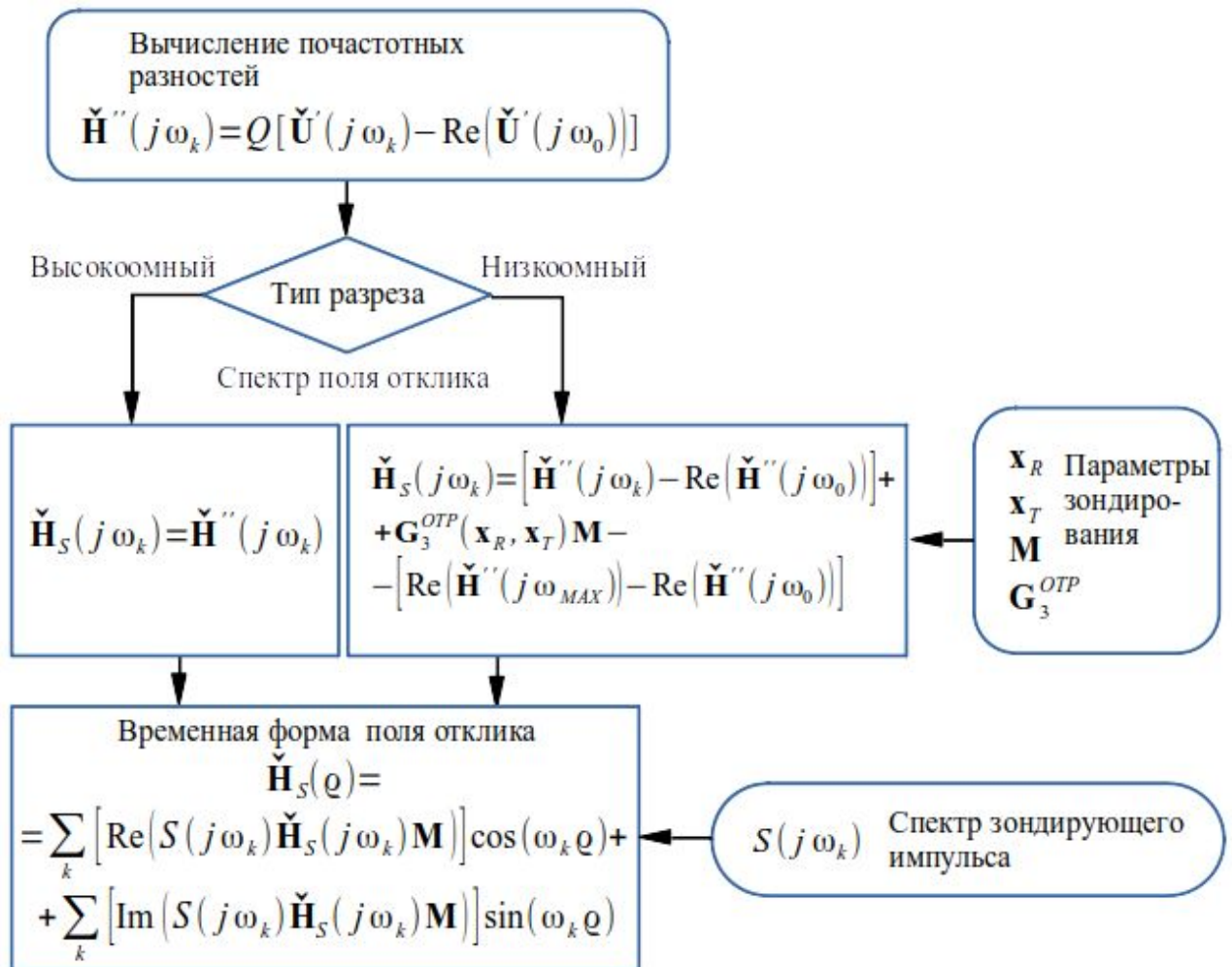


Рисунок 4.11. Схема вычислений значения поля отклика

#### **4.6 Требования и ограничения метода и алгоритма вычисления поля отклика**

1) Понятие «полный отклик» характеризует эффективность аэроэлектро-разведочной системы только в том смысле, что никакая информация, получаемая при зондировании и обработке не оказывается отброшенной (как это делается в квадратурных или «Off-Time»–системах). С точки зрения содержательности при геолого-геофизической интерпретации эффективность системы определяется не только этим, но, возможно даже в большей степени, многими другими важными параметрами: общей структурой зондирующего спектра, амплитудой вектора момента и др.

2) Работоспособность алгоритма обеспечена в широком диапазоне возможных геоэлектрических свойств зондируемой среды. Но широта этого диапазона определяется частотным набором гармоник в спектре зондирующего поля. В свете этого при проектировании зондирующей системы обязательно должны быть приняты во внимание доводы, приведенные в разделе 4.4.1. Кроме того важно, что обнаружение идеального проводника, к сожалению, оказывается по-прежнему невозможным без использования дополнительных средств контроля геометрии зондирующей установки. Тем не менее, при выполнении условий (4.13), (согласно Рис. 4.5) корректное вычисление параметров полного поля отклика даже над средой с удельным сопротивлением порядка  $0,2 \text{ Ом}\cdot\text{м}$  оказывается возможным.

#### **4.7 Результаты работы алгоритма определения полного значения поля отклика**

На Рис. 4.12 приведены результаты вычислений полного значения поля отклика в частотном представлении над разрезами с различной удельной электропроводностью, (комплекс «Экватор»).

Пара графиков Рис. 4.12-а соответствует высокоомному разрезу. На рисун-

ке хорошо видно, что вещественная часть поля отклика на нижней частоте (77 Гц) пренебрежимо мала. После приведения к полю  $\delta$ -излучателя наблюдаемое в измерениях значение действительной компоненты на этой частоте можно принять за величину первичного поля в точке расположения датчика.

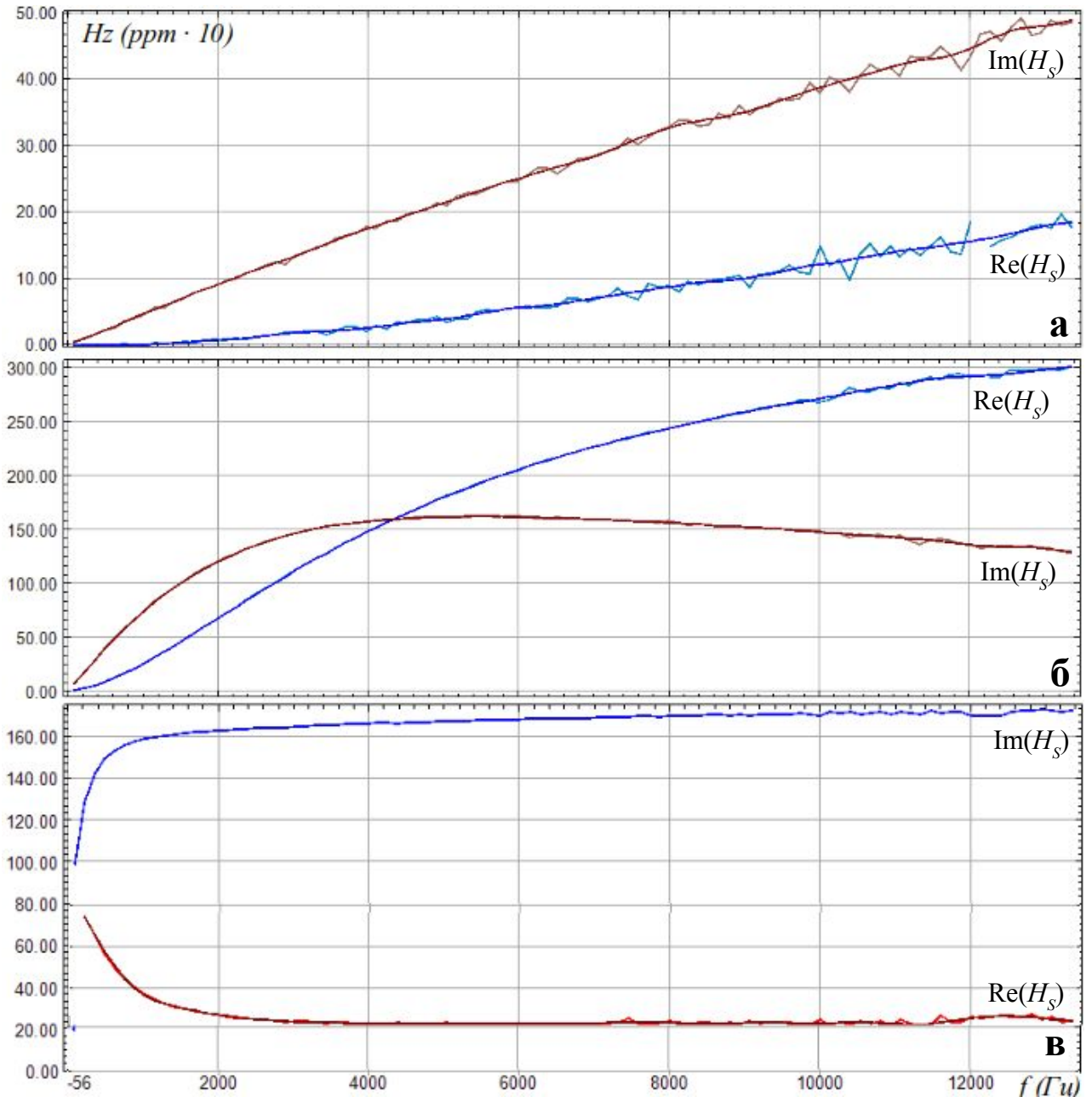


Рисунок 4.12. Поле отклика от разрезов различной электропроводности  
а) – 1800 Ом·м,  
б) – 120 Ом·м,  
в) – 0,2 Ом·м

Графики на Рис. 4.12-б соответствуют разрезу средней удельной электропроводности. На рисунке видно, что на низкой частоте мнимая компонента поля уже не равна нулю, а действительная – все еще достаточно мала для успешного приведения в действие алгоритма квадратичной экстраполяции в низкочастотной области.

Нижняя же пара графиков (Рис. 4.12-в) соответствует низкоомному разрезу. Хорошо видно приближение действительной компонентой к области индуктивного предела для частот, больших 10 кГц.

На Рис. 4.13 приведен результат вычисления временной формы поля отклика.

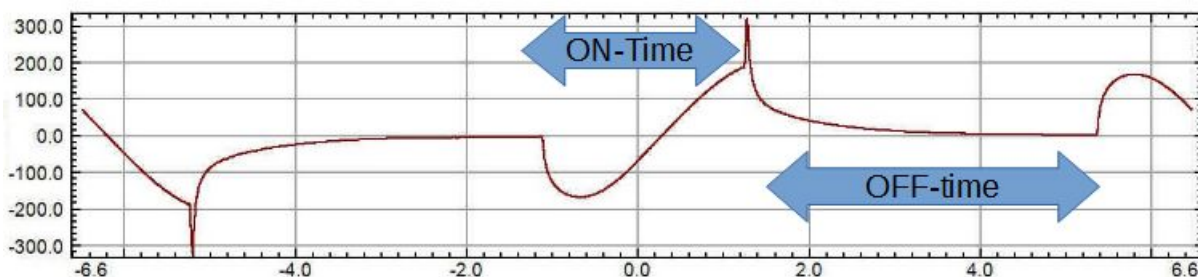


Рисунок 4.13. Временная форма поля отклика

Из рисунка видно, что форма поля отклика определена как для классической области «тишины» при импульсном воздействии («Off-Time»), так и для области действия возбуждающего поля («On-Time»).

Как отмечено выше, по причинам аппаратного характера непосредственное измерение переходного процесса на отрезке времени, следующем сразу за выключением зондирующего поля, не представляется возможным. Применение же последовательности алгоритмов выделения полного отклика в частотной области с последующим восстановлением временной формы, позволяет вычислить форму «Off-Time»–поля на очень коротком интервале времени, следующем за виртуальным выключением зондирующего поля. Определение поля отклика на так называемых ранних временах представляет несомненные перспективы для исследования геоэлектрических свойств высокоомных разрезов,

а также разрезов с сильной дифференциацией электропроводности в приповерхностных слоях.

## **Выводы по Главе 4**

Данная глава посвящена разработке метода и алгоритмов получения наиболее полного объема геофизически значимой информации по данным, получаемым с использованием зондирующей системы разнесенного типа с изменяющимися параметрами взаимного расположения приемной и возбуждающей систем. На основании приведенного в главе анализа существующих методов получения таковой в неполных, фрагментарных формах показана принципиальная возможность решения этой задачи, предложен метод и алгоритм. Получены следующие результаты:

1) Показана возможность определения полного значения спектра и временной формы поля отклика в ограниченном, однако широком диапазоне геоэлектрических свойств зондируемой среды, показана взаимосвязь измерительных характеристик зондирующей системы с диапазоном этих свойств.

2) Предложен метод решения задачи, основанный на приведении результатов измерений к полю виртуального  $\delta$ -излучателя и рассмотрению вырожденных фрагментов спектра поля отклика для существенно изолирующих и существенно электропроводящих зондируемых сред.

3) Предложен метод дополнительной калибровки зондирующей системы, позволяющий получить высокую точность приведения к полю  $\delta$ -излучателя. На экспериментальных данных получена оценка достигнутой относительной точности приведения, составившей 10–20 ppm.

4) С применением алгоритмов моделирования поля отклика от распределенных проводящих сред выполнена оценка точности определения спектра поля отклика от существенно проводящих и существенно изолирующих сред.

5) Приведен алгоритм определения временной формы поля отклика в системе с двойным (частотным и временным) представлением результатов зондирования, показаны особенности, требования и ограничения для определения временной формы.

6) На основании данных, полученных экспериментально в ходе аэрогеофизических работ при зондировании сред с различными геоэлектрическими характеристиками, показана эффективность метода и алгоритма получения полного отклика в диапазоне удельных электрических сопротивлений зондируемой среды в диапазоне 0,1–10000 Ом·м.

## **Глава 5    Алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета**

Современный уровень развития аэрогеофизических технологий не только предъявляет высокие требования к качеству и полноте информации, получаемой от регистрирующих геофизических приборов бортового комплекса, но и обязательно высокую эффективность и технологичность процесса выполнения всего комплекса геофизических измерений. Непосредственно с возникновением аэрогеофизических технологий в полной мере стала очевидной значимость развития для них средств информационной поддержки навигационных режимов при выполнении полетов. Еще до появления средств спутниковой навигации уже с 60-х годов для проведения детальных аэрогеофизических исследований применялись специализированные радиогеодезические системы МИР и ПОИСК [6], гиринерциальные и доплеровские системы, различного рода штурманские навигационные комплексы, бортовые вычислительные системы, автоматы программного разворота, средства визуализации навигационной информации и т. п. Разработки таких комплексов ведутся и сегодня с не меньшей интенсивностью, растут требования к автоматизации их функционирования. Основной задачей этих разработок стало обеспечение точности проводки летательного аппарата и увеличение детальности выполняемых съемок.

Появление спутниковых систем глобального позиционирования [35] значительно расширило перспективы повышения точности и детальности аэрогеофизических исследований, сделало возможным использование высокоточной автоматизированной поддержки при расчете необходимых траекторий, определении путевых углов и пеленгов, расстояний, скоростей, расчетного времени и других параметров. Это не только облегчило работу пилота и штурмана, но и повысило надежность и эффективность выполнения полетов в сложных условиях – в горах, над тайгой или морем. Соответственно новым возможностям выросли и требования. Ключевым для многих проводимых аэрогеофизиче-

ских исследований стало требование предельно детального и точного покрытия исследуемой территории точками зондирования.

По мере развития новых технологий выяснилось, что высочайшая точность счисления географических координат сама по себе не обеспечивает точности проводки летательного аппарата. Недостаточно знать точно, где находились точки замера, нужно еще чтобы они оказалась точно там, где нужно. Это, собственно, и составляет задачу информационной поддержки навигационных режимов.

## **5.1 Технология выполнения аэросъемки.**

Аэрогеофизические технологии относятся к одновременно геофизическим и авиационным в техническом, методическом и даже юридическом отношении. Вековые традиции геофизики определили основные подходы к организации процесса обработки получаемой информации в форме построения карт и разрезов. В аэрогеофизическом процессе не менее прочные позиции занимают традиции авиационные – схемы выполнения полетов, ключевые моменты обеспечения их безопасности. Выполнение аэрогеофизических работ регламентируется руководящими документами как в части авиационного обеспечения [30] [29], так и в части организации геофизического производства [15], [14]. При этом и те, и другие определяют полеты с использованием аэроразведочных комплексов как особо сложные и рискованные (высота над землей обычно составляет всего 50–75 м). Для них жестко определен режим управления летательным аппаратом – только вручную! Применение автопилотов, автоматов программного разворота и подобного рода средств автоматизации категорически запрещено.

Как с точки зрения порядка выполнения полетов, так и с позиций «геофизических» представлений о процессе, задание на аэросъемочный полет описывается простой формулой: летательный аппарат-носитель должен пролететь



вдоль заданных линий пути с отклонениями, не превышающими величину, определенную техническим заданием. Традиционным параметром, определяющим соответствие выполненной съемки требованиям качества в части планового положения заданных и фактических линий пути, является дистанция бокового отклонения летательного аппарата от заданной траектории (ХТЕ, «Cross-Track-Error») [15].

Соответственно этой схеме и выстраивалась на протяжении десятилетий схема взаимодействия в съемочном экипаже. Пилот, воздействуя на органы управления летательным аппаратом, обеспечивал точность соблюдения высоты и безопасность полета. При этом он использовал все имеющиеся у него возможности: навыки и технику пилотирования, визуальные наблюдения, вестибулярные ощущения, показания штатных приборов. Штурман, визуально наблюдая ориентиры на местности и соотнося их с картой с нанесенными на ней заданными линиями пути, сообщал пилоту о необходимости корректировки направления движения. Еще десять лет назад некоторые работы выполнялись по этой старинной технологии, однако в таком режиме добиться точности проводки, соответствующей современным требованиям детальной съемки, решительно невозможно.

### **5.1.1 Схема полетного задания**

Традиционным образом упорядоченное схематическое описание операций при выполнении аэрогеофизических съемок организуется в виде последовательности чередующихся фрагментов, каждый из которых представляет один из трех режимов (Рис. 5.1):

- 1) Перелет в зону работ (отрезок 1–2).
- 2) Заход на входной ориентир съемочного маршрута №1 (отрезок 2–3).
- 3) Прохождение по заданной линии съемочного маршрута №1 (отрезок 3–4).

...

- 4) Заход на съемочный маршрут № n.
- 5) Прохождение по съемочному маршруту № n.
- 6) Возврат в зону аэродрома.

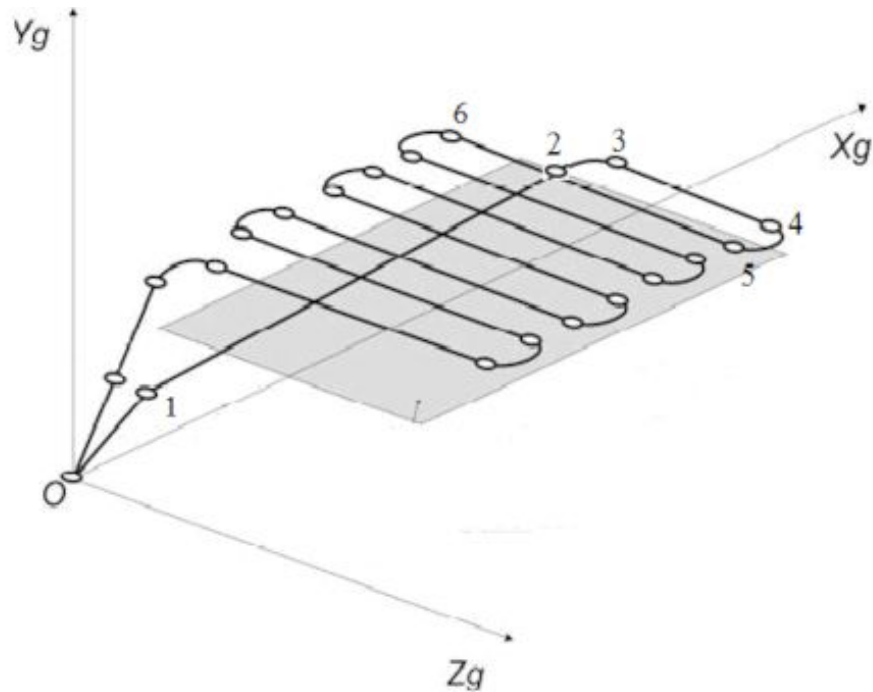


Рисунок 5.1. Схема аэросъемочного полета

Каждому из режимов соответствует определенная система правил и ограничений относительно требований к параметрам движения летательного аппарата.

### 5.1.2 Режимы аэросъемочного полета и задачи управления

#### *Режим «НА ТОЧКУ»*

Этот режим характерен для задачи приведения летательного аппарата в район работ, возврата в зону аэродрома и т.п. Задача, решаемая в этом режиме, заключается в создании управляющих воздействий, минимизирующих расхождение текущего значения путевого угла и направления на объект визирования. Пилотируемый таким образом летательный аппарат, в конечном счете ока-

зывается в непосредственной близости от точки наведения. При этом режиме заданная линия пути, строго говоря, никак заранее не назначается, а фактическая линия пути зависит от влияния внешних возмущающих факторов и ошибок в действиях пилота. В качестве критерия используется расхождение значений путевого угла и направления визирования на объект наведения. Такой режим, очевидно, соответствует классической задаче регулирования в режиме стабилизации относительно нулевого значения параметра углового расхождения. Один из вариантов реализации такого регулятора описан в патенте [36].

#### *Режим «ЗАХОД» на маршрут*

Задачей данного режима является приведение летательного аппарата к началу съемочного маршрута, то есть – к входному ориентиру заданного отрезка стабилизации в заданную начальную точку с заданным значением путевого угла. Эта задача возникает всякий раз при переходе с одного маршрута на другой, и вообще, при любом заходе летательного аппарата на съемочный маршрут. В этом режиме точное следование заданной линии пути важно лишь на участке, непосредственно предшествующем маршруту. Форма же начального участка фактической линии пути важна лишь в двух аспектах: во-первых, должна быть обеспечена надежность захода с учетом возможных ошибок пилотирования, а во-вторых, время, затраченное на выполнение маневра, должно быть по возможности минимизировано.

С точки зрения теории управления задача для данного режима – классическая задача слабого терминального управления. Начальным состоянием очевидно следует считать текущее положение и параметры движения летательного аппарата, целью – следующую окрестность:

- летательный аппарат должен находиться вблизи входного ориентира маршрута наведения;
- летательный аппарат должен находиться на достаточно малом удалении от заданной линии пути (или ее продолжения);

– летательный аппарат должен двигаться с путевым углом, лишь незначительно отличающимся от направления маршрута.

Теоретическому исследованию методов решения такого рода задач посвящено множество работ. Так в работе [17] приведен алгоритм, практически соответствующий указанному режиму.

*Режим «СТАБИЛИЗАЦИЯ» на маршруте*

Задача управления, соответствующая этому режиму, заключается в создании управляющих воздействий, обеспечивающих минимизацию бокового отклонения траектории летательного аппарата от заданной линии пути. Эту задачу можно рассматривать двояко: либо как задачу слабого терминального управления, в которой параметрами состояния будут значение параметра бокового отклонения и угол расхождения с заданной линией пути, либо как задачу регулирования с минимизацией параметра линейного бокового отклонения. Отличие в приведенных подходах заключается лишь в том, какие решения будут приниматься при неожиданно больших расхождениях в положении объекта относительно заданной линии пути.

Режиму «Стабилизация», например, соответствует алгоритм, предложенный в работе [25]. Этот алгоритм в своей основе предполагает строгое соответствие управляющих воздействий расчетным. К сожалению, в реальном аэрогеофизическом съемочном процессе обеспечить необходимые для работы приведенного алгоритма условия удается далеко не всегда. А так как алгоритм предусматривает строгое следование программной траектории на протяжении всего полета, даже непродолжительный сбой способен вывести процесс управления за границы области регулирования и тем самым привести к срыву всей миссии.

## 5.2 Информационная поддержка режимов аэросъемочного полета

Как указывалось выше, с точки зрения обеспечения производственной эффективности аэрогеофизических работ важно, чтобы качество информационной поддержки, доставляемое информационной системой, сохранялось во всем диапазоне условий полета. Поддержка должна быть обеспечена даже при вынужденном непредсказуемом маневрировании.

Научный интерес к исследованию поведения человека-пилота (человека-оператора) в пилотируемом комплексе, проявившийся еще в сороковые годы, нашел отражение в многочисленных исследованиях еще 60–80-е ([60], [48], [57], [61]), на рубеже веков ([46], [52], [59]) и не теряет значимости и в наше время. Во всех представленных работах и в теоретическом, и в практическом плане при расчетах и экспериментах, проводимых на тренажерах и реальных объектах, человек-пилот всегда выступал исключительно как некий технический элемент в контуре регулирования. Та часть процесса, в которой принятие пилотом решений носит тактический характер и не связано с процессом слежения, во внимание обычно не принимается. В то же время эта вторая часть способна повлиять на режимы управления вполне кардинально. В числе возможных вариантов – полная отмена полетного задания, прекращение полета и даже вынужденная посадка.

На ранних этапах поведение пилота в контексте задачи регулирования пытались моделировать, синтезируя подходящую передаточную функцию, Орн-стайн, например, в 1963 г. [62] предложил следующую:

$$H(s) = (a_1 \cdot s + a_0) \cdot e^{-s\tau} / (b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0), \quad (5.1)$$

отметив, однако, что коэффициент  $a_1$ , связанный с компонентой скорости (или опережающим поведением) в проведенных экспериментах оказывался зависящим от изменяющейся динамики машины и, что также важно, от методов представления управляющего воздействия. Параметр  $\tau$  в приведенной формуле, от-

ражающий запаздывание реакции пилота, тоже оказался зависящим от различных факторов. По сути, это, кажущееся несущественным, замечание относительно адаптивной природы человека при взаимодействии с различной или изменяющейся динамикой поведения машины, равно как и изменяющимися условиями полета, возвращает к пониманию более сложной природы человека-пилота и его роли. Так в работе [59] отмечено, что даже исключительно в режиме регулирования поведение машины с человеком в контуре управления не представимо ни в объединенной «механистической» форме, подобной (5.1), ни в разделенной на две составляющие – «механическую» и «человеческую», в частности потому, что поведение машины оказывается реакцией на действия пилота, и наоборот, поведение пилота зависит от свойств машины. На Рис. 5.2 показана несколько упрощенная структура модели системы, которую можно характеризовать, как «управляемый-пилотом-летательный-аппарат».

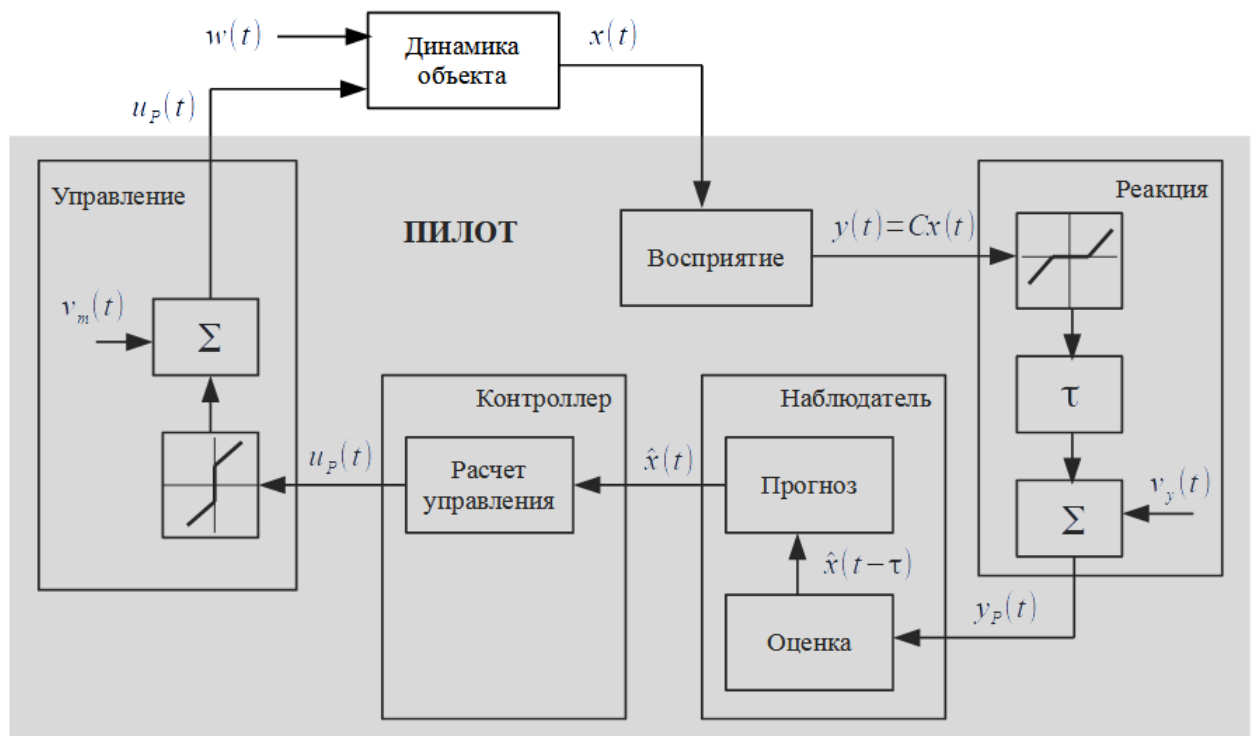


Рисунок 5.2. Структура системы «Управляемый-пилотом-летательный-аппарат»

Из рисунка видно, что поведение пилота даже исключительно в режиме слеже-

ния сложнее того, что описывается формулой (5.1).

Обобщая вышеизложенное можно сформулировать основные положения в части организации информационной поддержки в структуре экипажа аэро-съемочного комплекса:

1) Любое воздействие на органы управления летательного аппарата может осуществляться только пилотом и не иначе, как в соответствии с выбранной им техникой пилотирования. Фактически это означает, что информационная поддержка должна лишь обеспечивать воздействие на восприятие пилотом текущего состояния процесса в контексте актуальных целей проводки. Управляющее воздействие – не более, чем подсказка.

2) В процессе выполнения аэро-съемочного полета управляющая подсказка может быть при определенных обстоятельствах под воздействием внешних неучтенных факторов отвергнута пилотом. Однако после того, как воздействие внешних факторов будет преодолено, пилот должен иметь возможность незамедлительно и без каких-либо дополнительных действий с его стороны возобновить восприятие и следование управляющей информацией.

3) Управляющая информация должна все же оказывать воздействие на пилота, а потому ее структура должна обладать необходимыми свойствами для осуществления управления с его участием в режиме слежения.

### **5.3 Выбор критерия информационной поддержки**

Практический опыт производства аэрогеофизических работ показал, что какая-либо корректировка действий пилота относительно отработанной годами техники пилотирования не представляется возможной. Соответственно, бортовая система информационной поддержки не может даже косвенно, касаться режимов управления летательным аппаратом (положений рулей, тяги и т. п.), используя пилота только как посредника. Обычно разработчики ограничиваются традиционным картографическим представлением управляющей

информации, как бы предлагая пилоту самому поработать еще и штурманом. На навигационном экране отображается карта с нанесенными заданными линиями пути и маркер текущего географического положения летательного аппарата. Такого рода система информационной поддержки приведена в работе [37], на Рис. 5.3 показано изображение экрана компьютерного картографического индикатора, устанавливаемого в кабине пилота, на котором в числе прочего отображается значение параметра бокового уклонения. Пилоту предлагается самостоятельно интерпретировать отображаемую на экране информацию, оценка параметров движения целиком возлагается на его интеллектуальные способности.



Рисунок 5.3. Представление навигационной информации в режимах захода на маршрут (слева) и проводки по маршруту (справа)

Проведенные собственные исследования и эксперименты показали, что такой способ во-первых, не обеспечивает достаточной точности следования по линии пути (пилот самостоятельно не может в достаточной степени оценить параметры движения, машина колеблется относительно заданной линии пути), а во-вторых, и это гораздо важнее, опасно отвлекает его.

Классической и традиционной для пилота формой подсказки является т. н. «нуль-индикатор». Движущаяся стрелка или светящаяся марка прибора показывают пилоту направление изменения параметров движения. Такая форма, в частности, принята для управления пилотированием самолета в режиме посадки (т. н. курсо-глиссадный индикатор). Однако для эффективного восприятия



показаний «нуль-индикатора» недостаточно, чтобы значение отображаемого параметра определялось только текущим отклонением от заданной траектории. Поведение индикатора должно в достаточной мере учитывать не только динамику и кинематику движения, но и предвосхищать реакцию пилота.

Представим вектор состояния системы «Управляемый пилотом летательный аппарат» в следующей форме:

$$X = \begin{pmatrix} t \\ x/v \\ y/v \\ \varphi R_0/v_0 \end{pmatrix}, \text{ где } v = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} \quad (5.2)$$

Здесь:  $t$  – время;  $x, y$  – координаты в прямоугольной системе координат;  $\varphi$  – путевой угол;  $v$  – скорость движения;  $R_0$  и  $v_0$  – постоянные заданные значения предполагаемых радиуса кривизны траектории и скорости движения. Размерность всех составляющих вектора имеет размерности времени.

Соответствующее дифференциальное уравнение примет вид:

$$\dot{X} = f(X, u, w) = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos \varphi \\ \sin \varphi \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ w \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

$u$  – параметр управления,  $w$  – возмущения.

С учетом вышеизложенного применительно к данной задаче объектом управления не является летательный аппарат. О его свойствах мы даже не имеем права выносить какие-либо суждения. Объектом управления, а точнее, информационного воздействия является пилот, а параметрами текущего состояния – параметры движения нематериальной кинематической точки. Процесс управления при такой постановке возможен только при условии согласованности в структуре ограничений, оговоренных именно пилотом. Опыт нескольких тысяч летных съемочных часов показал, что для организации взаимодействия достаточно оговорить с пилотом единственный задаваемый параметр – расчет-

ное значение скорости приращения путевого угла при движении по циркульной траектории (радиус траектории). То есть, реакцию объекта управления на управляющее информационное воздействие в данном контексте можно рассматривать как реакцию пилота.

Управление  $u$  модели (5.3) будем понимать как команду пилоту на расчетное увеличение или уменьшение скорости изменения путевого угла в форме отклонения от центрального значения. Возмущение  $w$  – как результат совокупного влияния неконтролируемых внешних факторов и ошибок пилота в восприятии параметра управления. Значение  $R_0$  будем полагать согласованным (см. выше) радиусом разворота, не кратчайшим из технически возможных, но все же, с одной стороны, достаточно малым, а с другой – таким, чтобы пилот мог уверенно управлять машиной при движении по дуге этого радиуса. Таким же согласованным с пилотом значением будем считать значение скорости  $v_0$ .

Задача: необходимо построить алгоритм управления  $u(X(t))$ , доставляющий минимум функционалу:

$$J = (x - x_T)^2 + (y - y_T)^2 + (\varphi - \varphi_T)^2 + (t - t_0)^2 \rightarrow \min \quad (5.4)$$

в режиме захода на маршрут и

$$J = \tilde{y}^2 + \tilde{\varphi}^2 + (t - t_0)^2 \rightarrow \min \quad (5.5)$$
$$(\tilde{y} = -(x - x_S) \cdot \sin \varphi_S + (y - y_S) \cdot \cos \varphi_S, \quad \tilde{\varphi} = \varphi - \varphi_S)$$

в режиме стабилизации на маршруте (в приведенных выражениях:  $t_0$  – время включения режима проводки,  $x_S$ ,  $y_S$ ,  $\varphi_S$  – координаты начальной точки и угол направления маршрута). Таким образом, на каждый отсчет координат движения расчетное значение управляющего воздействия  $u$  должно быть выработано так, чтобы обеспечить движение по достаточно короткой траектории.

Важнейшим требованием к создаваемым алгоритмам является обеспечение информационной поддержки даже в тех случаях, когда пилот сознательно уклоняется от следования выдаваемой ему управляющей информации. Очевид-

но, что в такой постановке вне зависимости от причин работа алгоритма должна быть начата заново с любого текущего значения вектора состояния. Это означает, что из соображений общности мы должны заново рассчитывать подходящую траекторию в каждой точке счисления параметров состояния. В качестве «наилучшей» траектории представляется достаточно очевидным выбрать кратчайшую с учетом согласованных ограничений.

С задачей построения кратчайших траекторий традиционно связана традиционная схема, очень популярная чисто кинематическая модель, известная как «машина Дубинса», в которой две фазовые переменные определяют геометрическое положение точки на плоскости, третья – значение путевого угла, направление вектора скорости относительно заданных осей системы координат (абсолютное значение скорости предполагается постоянным), скалярное управляющее воздействие определяет скорость изменения путевого угла, то есть угол поворота колес. Вектор состояния для машины Дубинса:

$$X = \left\{ \begin{array}{lll} x & \text{координата } x & [\text{м}] \\ y & \text{координата } y & [\text{м}] \\ \varphi & \text{путевой угол} & [\text{рад}] \end{array} \right\}, \quad (5.6)$$

Уравнение движения:

$$\dot{X} = v_0 \begin{pmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \end{pmatrix}, \quad v_0 = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} = \text{const} \quad (5.7)$$

При заданном ограничении на управление:

$$u \in [-u_0, +u_0] \quad [\text{рад/сек}] \quad (5.8)$$

для такой модели известно решение задачи быстродействия при краевых условиях:

$$\begin{aligned} X_0 &= \{x_0, y_0, \varphi_0\}^T, \\ X_T &= \{x_T, y_T, \varphi_T\}^T. \end{aligned} \quad (5.9)$$

то есть, при переводе «машины» из одной точки с заданным направлением в

другую точку с другим заданным направлением. Решение заключается в построении траектории (т. н. «пути Дубинса») и оптимального управления на ней [56]. Полученное с использованием принципа максимума Понтрягина, оно представляет собой траекторию, составленную из отрезков прямых и окружностей радиуса  $R = v_0/u_0$ , на которой управление – последовательность переключений значений  $u \in \{-u_0, 0, +u_0\}$ . В работе [27] приведено доказательство, что для любого перехода из одной точки с заданным направлением в другую точку с другим направлением достаточно не более двух переключений параметра управления.

Важно заметить, что непосредственное применение модели «машины Дубинса» к управлению реальными объектами в общем случае несостоятельно, поскольку в точках перехода с одного отрезка на другой скачок претерпевает не только управление, но и угловая скорость физического объекта, что физически невозможно. Эта невозможность не мешает многим разработчикам алгоритмов управления использовать траектории Дубинса как основу для построения алгоритмов управления движением не только кинематической точки, но и более сложных объектов. Общая схема построения траекторий, определенная формулами (5.6 – 5.9), используется лишь как заготовка. Такой подход показан, например, в работе [53], где приведена схема алгоритма с чисто геометрическим построением. Работа [3] посвящена управлению беспилотными летательными аппаратами с использованием траекторий Дубинса. Рассматривается несколько схем для переходов между прямолинейной и круговой траекториям. В работе [51] представлен алгоритм отслеживания траектории во время движения и преобразования ограничений кривой Дубинса в уравнение динамики для управления беспилотным аппаратом.

Подобного рода заготовка применена и к нашей задаче. В каждой точке расчета управляющего воздействия будем считать «наилучшей траекторией» кратчайшую (т. е. траекторию Дубинса) при согласованных значениях радиуса и

скорости, а управляющее воздействие  $u$  вычислять как величину рассогласования текущих параметров движения с расчетной траекторией. Соответственно, для каждого из режимов полета при каждом счислении параметров движения должно быть выработано значение параметра рассогласования ( $F(x, y, \varphi)$ ), удовлетворяющее следующим требованиям:

Расхождение должно соответствовать параметру управления – приращению скорости изменения путевого угла, то есть быть представимо в виде:

$$F = k(\dot{\varphi} - \xi_r(x, y, \varphi)). \quad (5.10)$$

Кроме того, во избежание возникновения скачка управления, функция  $\xi_r$  при каждом значении вектора состояния должна быть непрерывной всюду, за исключением случаев принудительного переключения (при старте режима или при решительном уклонении пилота от следования управляющему воздействию).

## 5.4 Алгоритмы информационной поддержки

Вычисление значений компонент вектора состояния  $X$  осуществляется на основе счисления последовательности отсчетов значений проекции точки текущего положения летательного аппарата на горизонтальную плоскость локальной прямоугольной системы координат  $(\dots, x_{k-2}, x_{k-1}, x_k)$  с использованием приемника СНС.

$v = \frac{x_k - x_{k-1}}{\Delta t}$	Вектор скорости
$\varphi = \arctg 2(\{1, 0\}v, \{0, 1\}v) \pm 2\pi k$	Путевой угол
где $v = \frac{x_k - x_{k-1}}{\Delta t}$ ; $\varphi \in (-\infty, +\infty)$	
$\dot{\varphi} = \arcsin \left( \frac{v_{k-1}^T M_R v_k}{ v_{k-1}   v_k  \Delta t} \right)$	Скорость изменения путевого угла (темп счисления предполагается достаточно быстрым по сравнению со скоростью движения и радиусом разворота)

$$\theta = \dot{\phi} \frac{d_r}{|v|}$$

$$v' = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} v$$

$d_r$

Расчетное приращение путевого угла на дистанции движения  $d_r$

Прогнозное значение вектора скорости на дистанции движения  $d_r$

Согласованный радиус

Функция  $\text{arctg2}(x, y)$  (двухкомпонентный арктангенс) определяется следующим образом:

$$\text{arctg2}(x, y) = \begin{cases} \text{arctg}(y/x) & \text{при } x > 0; \\ \text{arctg}(y/x) + \pi & \text{при } x < 0, y \geq 0; \\ \text{arctg}(y/x) - \pi & \text{при } x < 0, y < 0; \\ +\frac{\pi}{2} & \text{при } x = 0, y > 0; \\ -\frac{\pi}{2} & \text{при } x = 0, y < 0. \end{cases} \quad (5.11)$$

Одновременное равенство нулю обоих аргументов предполагается невозможным.

При вычислениях используется также вспомогательная матрица

$$M_R = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \text{ и вспомогательная функция вычисления длины дуги между точками } A \text{ и } B \text{ окружности радиусом } r \text{ с центром в точке } C \text{ по часовой стрелке:}$$

ками  $A$  и  $B$  окружности радиусом  $r$  с центром в точке  $C$  по часовой стрелке:

$$l_r(A, B, C) = \begin{cases} (A-C)^T M_R (B-C) > 0 & : 2r \left[ \pi - \arcsin \left( \frac{|A-B|}{2r} \right) \right] \\ (A-C)^T M_R (B-C) \leq 0 & : 2r \arcsin \left( \frac{|A-B|}{2r} \right) \end{cases} \quad (5.12)$$

### 5.4.1 Алгоритм для режима стабилизации на маршруте

Для режима следования по съёмочному маршруту предложен следующий алгоритм формирования кинематической схемы и вычисления параметра расхождения (Рис. 5.4). Исходными данными являются:

$P_A, P_B$  Точки текущего отрезка маршрута (по направлению прохода)

$P_0$	Текущая точка движения
$d_r$	Упреждение по криволинейной траектории
$d_p$	Линейное упреждение

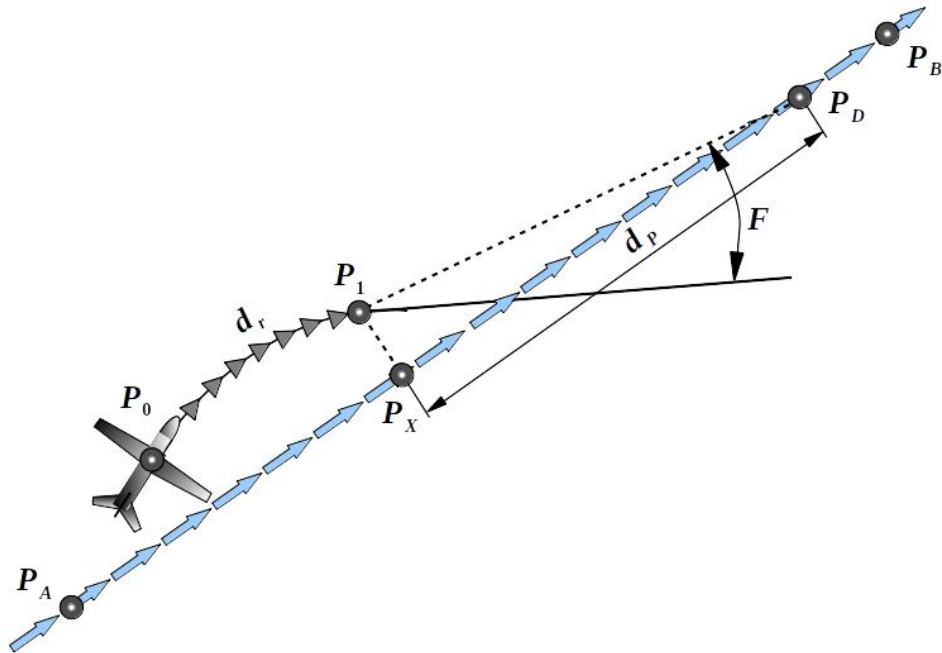


Рисунок 5.4. Кинематическая схема и параметр расхождения для режима «Стабилизация на маршруте»

В каждый квант времени производятся следующие расчеты:

- 1) Вычисляется значение радиус-вектора прогнозной точки  $P_1$  (согласно Рис. 5.4):

$$P_1 = P_0 + D \begin{pmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & -\sin \frac{\theta}{2} \\ \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{pmatrix} \frac{v}{|v|}, \quad \text{где } D = \begin{cases} d_r & \text{при } \theta = 0 \\ d_r \frac{\sin(\theta/2)}{\theta/2} & \text{при } \theta \neq 0 \end{cases} \quad (5.13)$$

Вычисляется значение радиус-вектора точки  $P_x$  пересечения заданной линии пути и перпендикуляра к ней из точки  $P_1$ .

$$P_x = P_B + (P_A - P_B) \left[ (P_1 - P_B)^T \frac{(P_A - P_B)}{|P_A - P_B|^2} \right] \quad (5.14)$$

- 2) Вычисляется положение точки  $P_D$ , отстоящей от точки  $P_x$  в направлении прохождения заданной линии на расстояние дистанции  $d_p$ .

$$P_D = P_X + d_p \frac{(P_B - P_A)}{|P_B - P_A|} \quad (5.15)$$

3) Вычисляется угловое расхождение  $F$  между прогнозируемым значением путевого угла в точке  $P_1$  и направлением из этой точки на точку  $P_D$ .

$$F = \frac{|v|}{d_r} \arctg 2 \left( \frac{(P_D - P_1)^T v'}{|P_D - P_1| |v'|}, \frac{(P_D - P_1)^T M_R v'}{|P_D - P_1| |v'|} \right) \quad (5.16)$$

4) Значение  $F$  подается в качестве параметра на вход ПИД-регулятора, который формирует на выходе значение, выдаваемое на индикатор пилота.

5) В следующий квант времени вычисления повторяются.

#### 5.4.2 Алгоритм для режима захода на маршрут

Для классической задачи слабого терминального управления перехода параметров движения из текущего состояния в состояние, достаточное для захода на входной ориентир съёмочного маршрута использована следующая кинематическая схема формирования параметра расхождения (Рис. 5.5).

Исходные данные:

- $T$  – Вектор направления маршрута
- $P_0$  – Точка текущего положения ЛА
- $P_3$  – Точка назначения
- $r$  – Заданный радиус окружностей
- $d_r$  – Дистанция упреждения по дуге



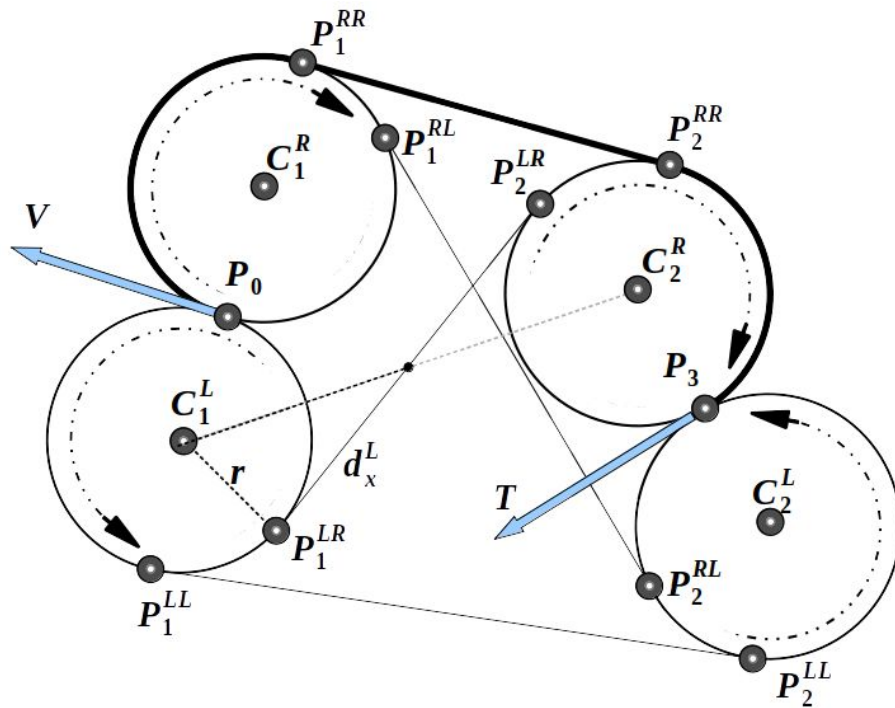


Рисунок 5.5. К расчету параметра расхождения в переходном режиме

Работа алгоритма представляется следующей последовательностью вычислений:

- 1) Строятся две окружности заданного радиуса, касательные в точке текущего положения летательного ( $P_0$ ) аппарата к прямой, проходящей в направлении текущего путевого угла и две окружности, касательные вектору направления маршрута в точке назначения ( $P_3$ ):

Центры окружностей (согласно рисунку):

$$\begin{aligned} C_1^R &= P_0 + r M_R \frac{V}{|V|}; & C_1^L &= P_0 - r M_R \frac{V}{|V|}; \\ C_2^R &= P_3 + r M_R \frac{T}{|T|}; & C_2^L &= P_3 - r M_R \frac{T}{|T|}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

- 2) Вычисляются точки сопряжения внешних касательных:

$$\begin{aligned}
 P_1^{RR} &= C_1^R + rM_R \frac{(C_1^R - C_2^R)}{|C_1^R - C_2^R|}; & P_2^{RR} &= P_1^{RR} + (C_2^R - C_1^R); \\
 P_1^{LL} &= C_1^L - rM_R \frac{(C_1^L - C_2^L)}{|C_1^L - C_2^L|}; & P_2^{LL} &= P_1^{LL} + (C_2^L - C_1^L)
 \end{aligned}
 \tag{5.18}$$

3) Вычисляются точки сопряжения внутренних касательных:

$$\begin{aligned}
 P_1^{RL} &= \frac{(C_1^R + C_2^L)}{2} + d_x^R M_x^R \frac{(C_1^R - C_2^L)}{|C_1^R - C_2^L|}; & P_2^{RL} &= \frac{(C_1^R + C_2^L)}{2} - d_x^R M_x^R \frac{(C_1^R - C_2^L)}{|C_1^R - C_2^L|}, \\
 \text{где } d_x^R &= \sqrt{\left(\frac{C_2^L - C_1^R}{2}\right)^2 - r^2}, & M_x^R &= \frac{2}{|C_2^L - C_1^R|} \begin{pmatrix} d_x^R & r \\ -r & d_x^R \end{pmatrix}, \\
 P_1^{LR} &= \frac{(C_1^L + C_2^R)}{2} + d_x^L M_x^L \frac{(C_1^L - C_2^R)}{|C_1^L - C_2^R|}; & P_2^{LR} &= \frac{(C_1^L + C_2^R)}{2} - d_x^L M_x^L \frac{(C_1^L - C_2^R)}{|C_1^L - C_2^R|}, \\
 \text{где } d_x^L &= \sqrt{\left(\frac{C_2^R - C_1^L}{2}\right)^2 - r^2}, & M_x^L &= \frac{2}{|C_2^R - C_1^L|} \begin{pmatrix} d_x^L & -r \\ r & d_x^L \end{pmatrix}.
 \end{aligned}
 \tag{5.19}$$

4) Вычисляются длины возможных актуальных траекторий из следующего набора:

$$\begin{aligned}
 l^{RR} &= l(p_0, P_1^{RR}, C_1^R) + |P_1^{RR} - P_2^{RR}| + l_r(P_2^{RR}, P_3, C_2^R); \\
 l^{LL} &= l(P_1^{LL}, P_0, C_1^L) + |P_1^{LL} - P_2^{LL}| + l_r(P_3, P_2^{LL}, C_2^L); \\
 l^{RL} &= l_r(P_0, P_1^{RL}, C_1^R) + 2d_x^R + l_r(P_3, P_2^{RL}, C_2^L); \\
 l^{LR} &= l_r(P_1^{RL}, P_0, C_1^R) + 2d_x^L + l_r(P_2^{LR}, P_3, C_2^L).
 \end{aligned}
 \tag{5.20}$$

Замечание: Внутренняя касательная становится невозможной, если расстояние между центрами окружностей становится меньше  $2r$ .

Из полученного набора возможных траекторий выбирается кратчайшая. Так как тип переходной траектории определяется только направлением окружностей на начальном начальном и конечном этапах приведения, для точек выбранной траектории индексы (LL, RR, LR, RL) в дальнейшем изложении опускаются.

5) Для выбранной кривой вычисляется параметр расхождения  $F$  как угол

между векторами касательной к ней на дистанции упреждения  $d_r$ , отмеренной вперед по расчетной траектории и прогнозируемого на этой же дистанции значения путевого угла:

$$F = \frac{|v|}{d_r} \operatorname{arctg} 2 \left( v'^T_T v', v'^T_T M_R v \right), \text{ где:}$$

$$v'_T = \begin{cases} d_r - D < 0 & : \begin{pmatrix} \cos \theta_{r1} & -\sin \theta_{r1} \\ \sin \theta_{r1} & \cos \theta_{r1} \end{pmatrix} \frac{v}{|v|} \\ 0 \leq d_r - D \leq |L| & : \frac{L}{|L|} \\ |L| < d_r - D & : \begin{pmatrix} \cos \theta_{r2} & -\sin \theta_{r2} \\ \sin \theta_{r2} & \cos \theta_{r2} \end{pmatrix} \frac{L}{|L|}, \end{cases} \quad (5.21)$$

$$\theta_{r1} = \pm \frac{d_r}{r}, \quad \theta_{r2} = \pm \frac{d_r - |L| - D}{r}, \quad L = (P_2 - P_1).$$

В приведенной формуле  $D$  – расстояние между точками  $P_0$  и  $P_1$ , отсчитанное по дуге радиуса  $r$  в соответствующем типу цепочки направлении, знаки  $\theta_{r1}$  и  $\theta_{r2}$  также выбираются исходя из направлений соответствующих первой и второй окружностей.

Следует отметить, что поведение параметра расхождения  $F$  соответствует требованию непрерывности и формуле (5.10). Из Рис. 5.6 видно, как по мере приближения к точке сопряжения параметр расхождения  $F$  непрерывно, без скачка меняется с заданным упреждением. Удерживая значение параметра расхождения вблизи нуля, пилот плавно изменяет скорость изменения путевого угла в нужную сторону.

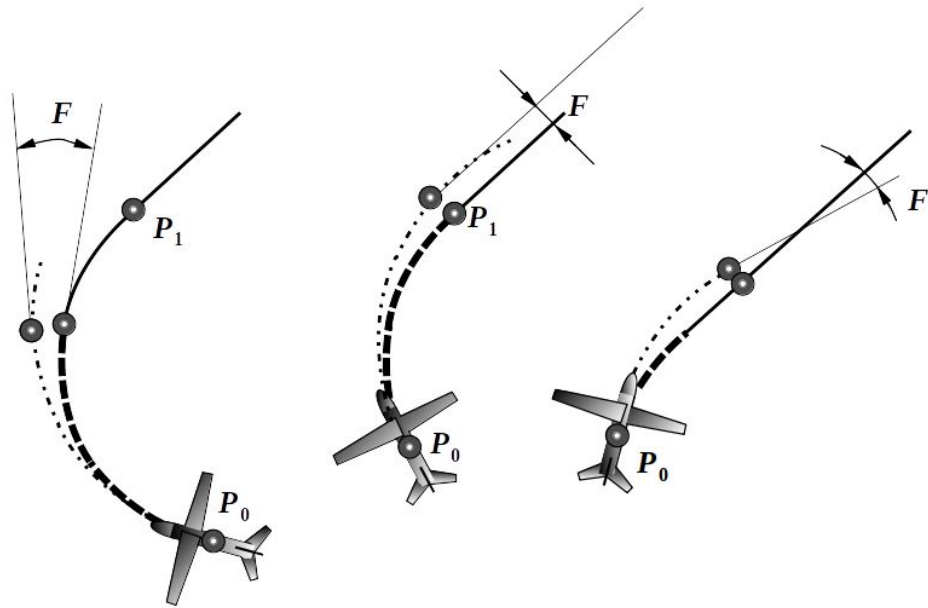


Рисунок 5.6. Поведение параметра расхождения вблизи точки сопряжения

- 6) Значение  $F$  подается в качестве параметра на вход регулятора, который формирует на выходе значение, выдаваемое на пилотский индикатор.
- 7) В следующий квант времени вычисления повторяются.

### 5.4.3 Алгоритм перехода в режим стабилизации на маршруте

Итак, согласно кинематической схеме алгоритма, начальной точкой переходной траектории всегда является текущая. По мере работы алгоритма она же станет и конечной, как только состояние системы окажется соответствующим заданной окрестности конечного состояния. В данной реализации параметры окрестности конечного состояния определяют условия переключения режима проводки – переход в режим стабилизации на маршруте. Эти условия также заданы геометрически (Рис. 5.7).

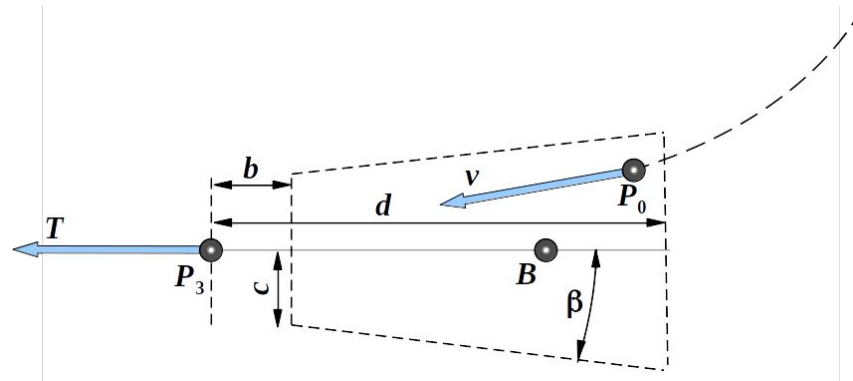


Рисунок 5.7. Условия переключения режима при переходе в режим стабилизации на маршруте

Согласно рисунку, переключение из режима захода в режим стабилизации произойдет при одновременном выполнении следующих условий:

- а) текущий путевой угол летательного аппарата с учетом прогнозируемого движения будет отличаться от направления маршрута не более, чем на

$$\text{угол } \beta: \beta \leq \left| \arctg 2 \left( \frac{T}{|T|}, \frac{v}{|v|} \right) \right|$$

- б) летательный аппарат окажется от линии траверса входного ориентира не

ближе, чем расстояние  $b$ :  $(P_3 - P_0)^T \frac{T}{|T|} \geq b$ , но при этом не дальше, чем на

расстояние  $d$ :  $(P_3 - P_0)^T \frac{T}{|T|} \leq d$ , а кроме того, находиться внутри трапеции

$$\text{(Рис. 5.7), то есть: } \arcsin \left| (P^* - P_0)^T M_R \frac{T}{|T|} \right| < \beta .$$

К приведенному алгоритму сделано важное дополнение. При старте нацеливание производится на току (на рисунке – точка  $B$ ), расположенную на заданном расстоянии перед точкой  $P_3$  на линии маршрута. В процессе проводки в определенный момент обязательно оказывается, что проведение соответствующей касательной в схеме (Рис. 5.5) оказывается невозможным, то есть оказывается невозможным сохранить тип цепочки прохождения. Алгоритм автомати-

чески переключает тип цепочки (например с RL на LL) со значительным увеличением длины, но сначала точка предварительного нацеливания  $B$  смещается по направлению точки  $P_3$ . Рис. 5.8 иллюстрирует этот процесс. При переходе от (б) к (в) происходит переключение типа цепочки, однако видно, что параметр расхождения скачка не претерпевает, поскольку на момент переключения точка на дистанции упреждения уже находилась на окружности нужного направления. Тем не менее, если пилот принципиально уклоняется от предложенной схемы маневра, то при первой же возможности точка нацеливания возвращается в прежнее, упрежденное положение (заходный маневр считается несостоявшимся, процесс начинается заново).

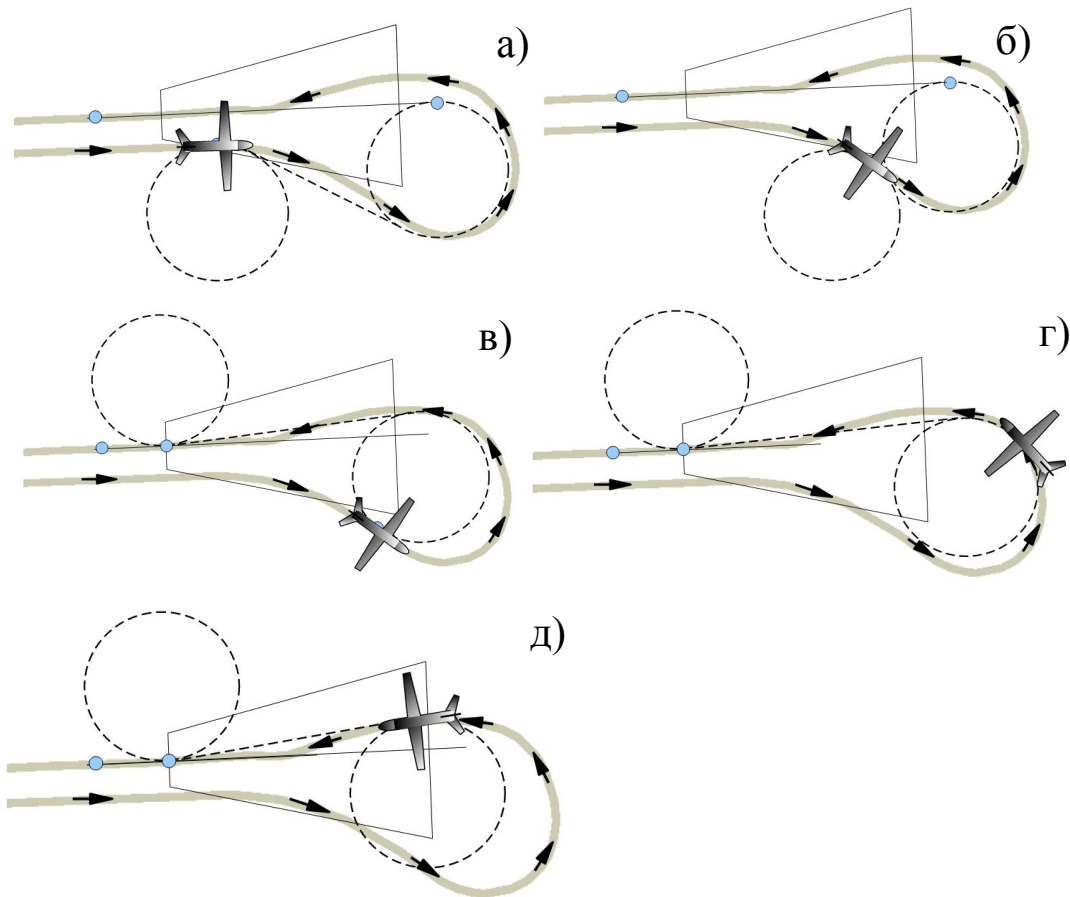


Рисунок 5.8. Фактическая линия пути (показана серым) и расчетные траектории в разных точках движения при заходе на маршрут

Из Рис. 5.8 также видно, что пилот не вполне следовал указаниям индикатора. Фактическая траектория (показана серым) существенно отличается от изначально предполагаемой. Тем не менее, длина ее отличается от расчетной незначительно, а после переключения в режим стабилизации (д) машина надежно вышла на маршрут.

#### 5.4.4 Алгоритм для режима полета на точку

Кинематическая схема для режима «Полет на точку» приведена на Рис. 5.9, исходными данными для которой являются:

$P_2$	Точка назначения
$P_0=x_k$	Текущая точка движения
$d_r$	Дистанция упреждения на криволинейной траектории

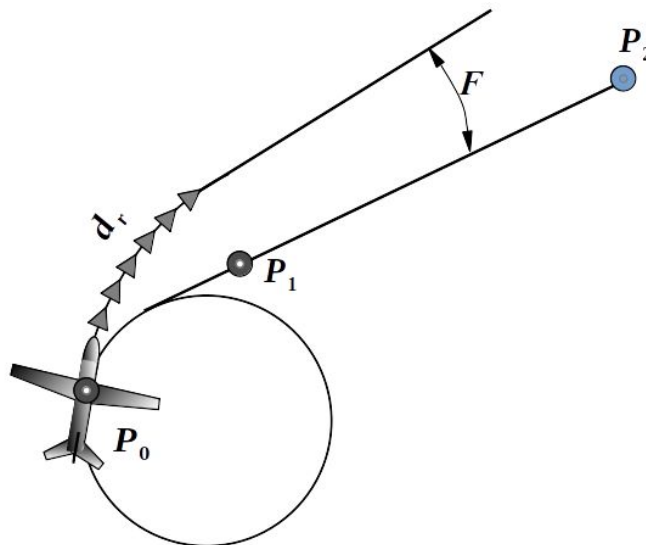


Рисунок 5.9. Кинематическая схема и параметр расхождения ( $F$ ) для режима «Полет на точку»

Вычисление параметра расхождения  $F$  и параметра управления  $u$  для этого режима осуществляется так же, как для режима захода на маршрут, с тем лишь отличием, что на первом шаге расчета траекторий строится только первая пара окружностей (за точку  $P_2$  принимается точка назначения). Режим проводки

на точку завершается принудительно при приближении к точке назначения на расстояние, меньшее  $2r$ .

## **5.5 Программная реализация алгоритмов информационной поддержки в комплексе NAVDAT**

Приведенные выше алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов нашли свое применение в структуре бортового программного комплекса NAVDAT. Программные модули, реализующие эти алгоритмы, являются частью большого комплекса, объединяющего все информационные составляющие аэросъемочного процесса: взаимодействие с приборами – источниками регистрируемой информации, сбор данных, запись полученной информации, визуализацию, управление работой устройств и т. п.

Следует отметить, что изначально комплекс NAVDAT создавался как средство информационной поддержки не для пилота, а для штурмана-съемщика. Однако даже первые проведенные работы показали, что программный комплекс полностью заменяет этого члена экипажа. Загрузку файла полетного задания, команды старта и завершения проводки приводил в действие бортоператор, обслуживающий аэрогеофизическую аппаратуру. Сегодня же комплекс NAVDAT специально доработан для выполнения аэросъемочных работ без участия оператора. В этом качестве он успешно применяется.

### **5.5.1 Алгоритм управления индикатором пилота**

В части навигационного обеспечения комплекс представлен модулем формирования данных для «нуль-индикатора» пилота (Рис. 5.10). На рисунке индикатор показан в двух состояниях: А – параметры движения не требуют коррекции; Б: требуется увеличить высоту полета и сместиться влево к заданной линии пути.



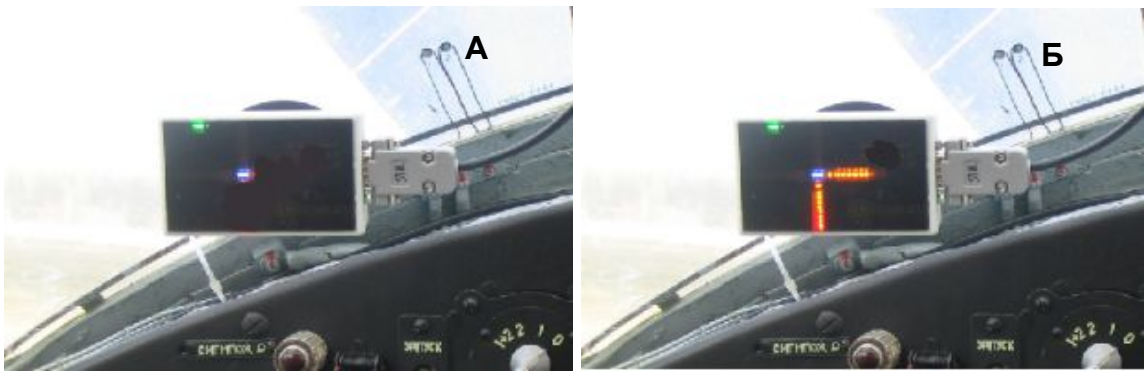


Рисунок 5.10. «Нуль-индикатор» пилота комплекса «NAVDAT»

Согласно кинематическим схемам алгоритмов (см. раздел 5.3) очевидно, что если пилот сможет всегда удерживать параметр параметр расхождения равным нулю, то будут обеспечены условия проводки по заданным линиям запланированных маршрутов. Однако столь же очевидно, что для него это оказывается не вполне возможным, поскольку параметр расхождения во времени изменяет свое значение, а реакция пилота не мгновенна (см. Рис. 5.2), равно как и реакция машины на поданное управление. Пилот, безусловно, может приспособиться к непосредственному восприятию управляющей информации в виде показанного ему на индикаторе значения параметра расхождения, однако эксперименты, проведенные при моделировании в режиме тренажера и в реальных полетах показали, что вывод на индикатор пилота непосредственно величины параметра расхождения явно недостаточен для высокоточной проводки. Движение летательного аппарата относительно планируемой траектории оказывается неустойчивым, пилоту трудно успокоить машину. Для обеспечения устойчивости в сквозном взаимодействии в системе «указатель → пилот → машина» при выводе управляющего параметра на индикатор дополнительно применен классический метод стабилизации – ПИД регулятор относительно нулевого значения параметра расхождения  $F$ .

Поскольку в разных режимах управления параметр  $F$  имеет разный смысл, входной параметр ПИД-регулятора будем обозначать  $x$ .

В дискретной форме работа ПИД-регулятора описывается формулой:

$$u_j = k_p x_j + k_i \sum_{n=0}^j x_n + k_d (x_j - x_{j-1}). \quad (5.22)$$

Здесь  $j$  – номер шага согласно отсчетам навигационной системы,  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$  – коэффициенты усиления для пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих,  $u_j$  – величина, которая подается на индикатор пилота в  $j$ -ом кванте времени.

Для реализации в бортовом программном обеспечении соотношение (5.22) записывается в рекуррентной форме:

$$u_j = u_{j-1} + k_p (x_j - x_{j-1}) + k_i x_j + k_d (x_j - 2x_{j-1} + x_{j-2}). \quad (5.23)$$

Теперь важно учесть тот факт, что выбор в качестве входного для алгоритма параметра  $F$  должен привести летательный аппарат на маршрут с нужным направлением из любой, сколь угодно удаленной точки. При использовании формы (5.23) на большом удалении от маршрута с учетом естественных ограничений указатель индикатора, оказавшись «на упоре», потеряет информативность. Пилоту же необходимо понимать взаимосвязь действий с результатом. Для отображения на пилотском индикаторе удобнее использовать значение  $\frac{2}{\pi} \arctg(S \cdot u_j)$ , где  $S$  – чувствительность индикатора (функция  $\arctg(x)$  всюду монотонна и ограничена  $-\frac{\pi}{2} < \arctg(x) < \frac{\pi}{2}$ , причем  $\frac{d}{dx} \arctg(x)|_0 = 1$ ). В этом случае даже при очень больших значениях  $u_i$  указатель индикатора не будет находиться «на упоре», а лишь несколько потеряет чувствительность, сохранив, однако, при этом общую информативность. Вблизи нуля, при малых отклонениях, чувствительность индикатора имеет номинальное значение.

Важный аспект регулирования – ограничение времени влияния интегрального члена. Для этой цели в структуре алгоритма вместо полного интегратора использован логарифмический фильтр, который одновременно решает и задачу фильтрации позиционной информации:

$$u_j = (1 - \lambda) u_{j-1} + \lambda \cdot \arctg(k_p(x_j - x_{j-1}) + k_i x_j + k_d(x_j - 2x_{j-1} + x_{j-2})). \quad (5.24)$$

Где  $\lambda \ll 1$  – коэффициент логарифмического фильтра. Очевидно, что при малом боковом отклонении эта форма эквивалентна (5.23) с точностью до коэффициента  $\lambda$ .

### 5.5.2 Структура данных полетного задания

Классическая схема выполнения аэросъемки (Рис. 5.1) соответствует следующей структуре описания полетного задания:

1) Линии съемочных маршрутов задаются цепочкой последовательно соединенных отрезков ортодромий. Если полетное задание требует выполнения движения по криволинейной траектории, ее с расчетной точностью можно задать некоторым количеством таких отрезков.

2) Список маршрутов задает последовательность их обслуживания. Предполагается, что переход по завершении съемки одного маршрута к началу выполнения следующего будет осуществляться с точностью до определения следующей точки и отрезка нацеливания, то есть по завершению прохода маршрута следующим отрезком наведения будет заранее известный входной отрезок следующего по списку съемочного маршрута Рис. 5.11.

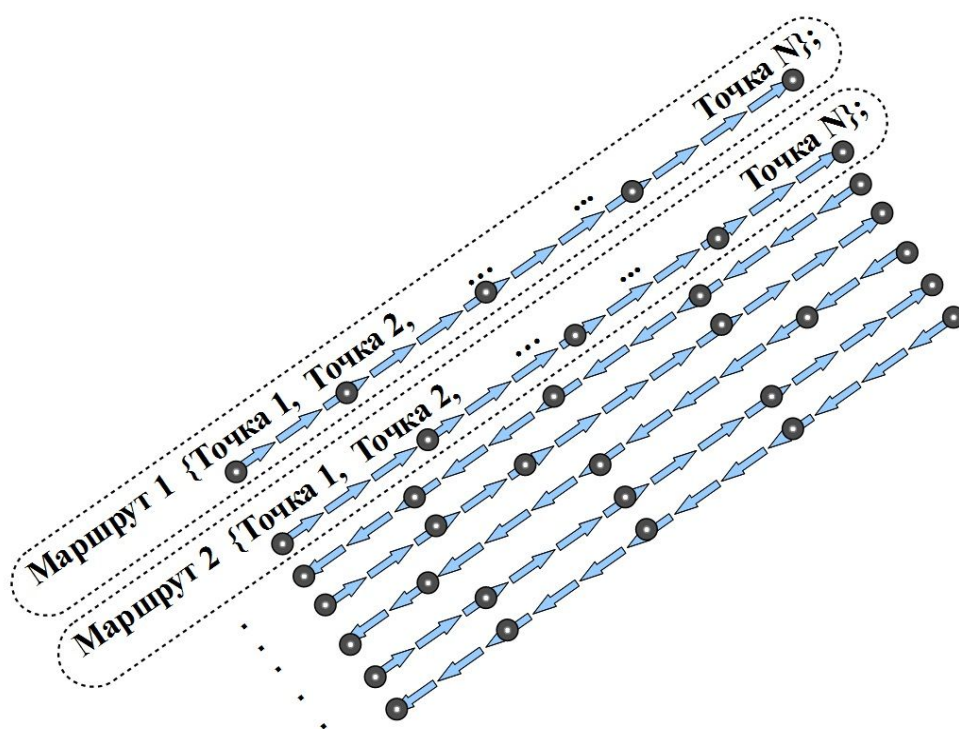


Рисунок 5.11. Формализованное описание плана полетного задания

Таким образом, полетное задание представляет собой таблицу, строками которой являются списки точек каждого из маршрутов, а столбцами – ячейками каждой строки – соответствующие номера точек.

В такой парадигме исполнение полетного задания представляет собой последовательное «прочтение» ячеек таблицы: сначала по списку ячеек строки, а затем по списку строк. Каждой ячейке соответствует отрезок заданной линии, ее «прочтением» считается пролет летательным аппаратом от траверса входной точки отрезка до траверса выходной точки в режиме стабилизации и сближения.

Если прочтение строки завершено (закончен один съемочный маршрут), алгоритм автоматически переключает текущий режим «стабилизация» на режим «заход». Переход из режима «заход» в режим «стабилизация» осуществляется по достижению условий вхождения, приведенных на Рис. 5.7.

Алгоритм «полет на точку» используется в общей схеме лишь в связи с подходом от аэродрома к съемочному участку и обратно. Согласно схеме алгоритма «Заход», назначение входной точки первого съемочного маршрута может

быть назначено непосредственно после взлета. Однако динамика управления в этом режиме является очень жесткой для летчика, от пилота требуется внимание и интенсивная работа органов управления летательным аппаратом. При больших расстояниях столь жесткий режим не является оправданным. Поэтому при расстояниях, составляющих более пяти минут полета с текущей скоростью до точки назначения управление осуществляется в режиме «полет на точку» – существенно более мягком по сравнению с режимом «заход». По достижению этого расстояния происходит автоматическое переключение в режим «заход».

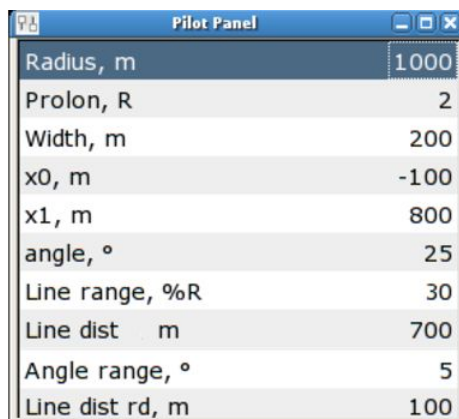
Практика показала, что, несмотря на простоту, такой способ описания и исполнения полетного задания вполне пригоден для выполнения весьма сложных съемок. Важно, также, что он позволяет простыми операциями над списками точек и маршрутов осуществлять интерактивное управление последовательностью цепочки режимов всего полета.

### **5.5.3 Особенности применения алгоритмов навигационной поддержки**

Первые опытные полеты, в которых в ходе производственной съемки проходили проверку и отладку приведенные в данной главе алгоритмы, проходили с использованием в качестве летательного аппарата-носителя самолета Ан-2 в 1997 г. За прошедшие десятилетия алгоритмы информационной поддержки навигационных режимов успешно применялись на самолетах Ан-3, Cessna Grand Caravan, Ан-26 и Ан-30, вертолетах Ми-8, Ка-26, Eurocopter с применением различных буксируемых систем и без их применения, с разными задачами съемки, на участках с разным (в том числе сложным горным) рельефом местности, на скоростях от 60 до 250 км/час. Работу выполняли разные пилоты с разным темпераментом, разного возраста и опыта.

Применительно к задачам данной диссертационной работы важно, что для каждого из встретившихся конкретных вариантов удалось адекватно подобрать систему простых параметров, состав которых представлен в панели на-

стройки бортового комплекса NAVDAT (Рис. 5.12). На рисунке приведен вид диалогового окна задания всех необходимых параметров формирования управляющей информации «нуль-индикатора».



Parameter	Value
Radius, m	1000
Prolon, R	2
Width, m	200
x0, m	-100
x1, m	800
angle, °	25
Line range, %R	30
Line dist m	700
Angle range, °	5
Line dist rd, m	100

Рисунок 5.12. Панель настройки параметров проводки и показаний нуль-индикатора пилота

В приведенной на рисунке таблице:

- Radius – предполагаемый радиус движения по циркульной траектории.
- Prolon – дистанция выноса при заходе на маршрут;
- Width – ширина допустимого входного «створа» при вхождении в маршрут;
- x0 – дистанция ближней точки зоны вхождения;
- x1 – дистанция дальней точки зоны вхождения;
- Angle – допустимое угловое расхождение при заходе на маршрут;
- Line range – диапазон чувствительности индикатора в режиме стабилизации на маршруте;
- Line Dist – дистанция наведения в режиме стабилизации на маршруте;
- Line Dist RD – дистанция упреждения при движении по циркульной траектории;
- Angle range – диапазон чувствительности «нуль-индикатора» в режиме движения по циркульной траектории.

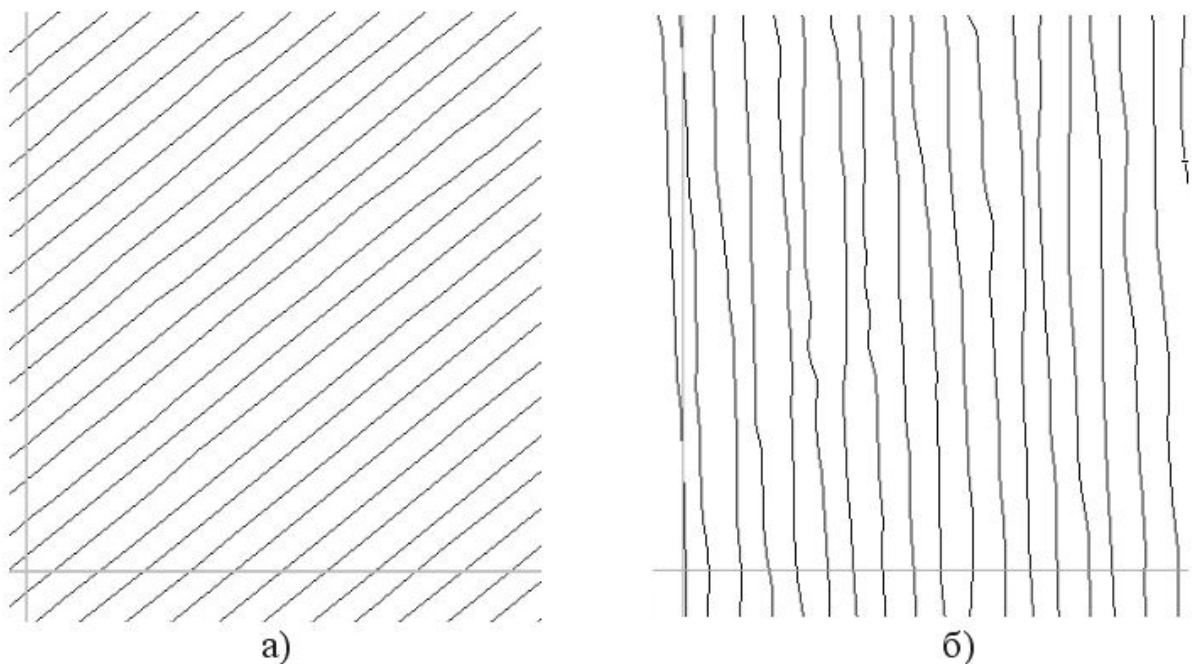
За годы использования с помощью комплекса NAVDAT выполнены аэро-съемки нескольких сотен тысяч погонных километров маршрутов, в ходе которых был накоплен значительный опыт в подборе значений указанных параметров для различных вариантов. При этом удалось добиться не только необходимой точности проводки по заданным линиям пути, но и высоких показателей

использования летного времени за счет рационального выполнения маневров в режиме «Заход».

Полученный в ходе выполненных съемок материал и сегодня является предметом исследований в области оптимизации алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета.

## 5.6 Оценка эффективности алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета

На Рис. 5.13 в равном масштабе приведены фрагменты карт фактических линий пути: а) – съемка в полуавтоматическом режиме при участии только пилота на борту вертолета-носителя по показаниям пилотского индикатора; б) – съемка в режиме работы штурмана-съемщика по отображаемой карте-панораме (2010 г.).



*Рисунок 5.13 Фактические линии пути при различных режимах управления аэросъемочным полетом:*

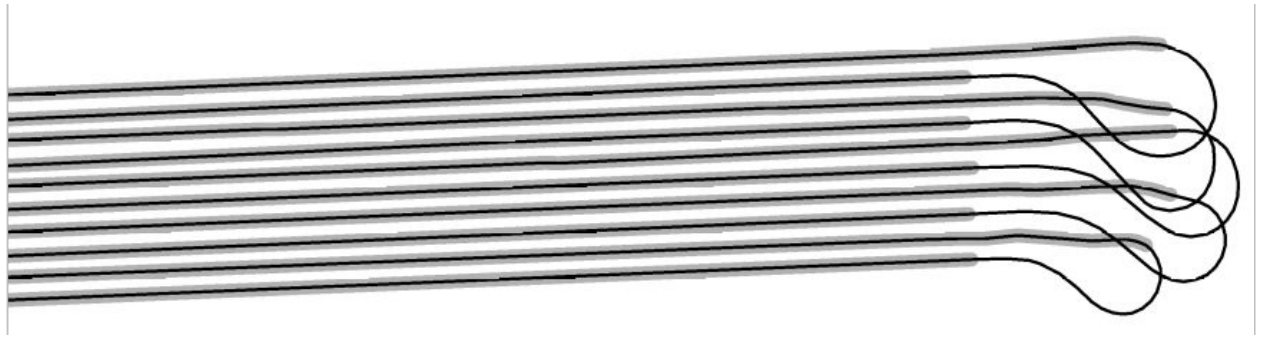
- а) – с использованием алгоритмов управления;*
- б) – традиционная проводка*

Рисунок показывает, в какой степени применение алгоритмов информационной поддержки позволило повысить качество покрытия исследуемой площади съемочными маршрутами. Согласно техническому заданию, для обоих приведенных случаев отклонение от заданной линии пути считалось допустимым, если не превышает 25 м (расстояние между маршрутами в обоих случаях одинаковое – 250 м). Очевидно, что проводка с использованием предложенных алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов (а) этому требованию удовлетворяет в отличие от результатов коллективной работы пилота и штурмана (б).

По мере роста требований точности и детальности съемки работа пилота становится более сложной. Он физически заметно устает, корректируя параметры движения. Однако при этом достигаются очень высокие показатели точности проводки. На Рис. 5.14 показан фрагмент карты фактических линий пути, полученных при выполнении экстремально детальной аэросъемки комплексом «Экватор» (Якутия, 2013 г.). Определенное техническим заданием расстояние между соседними маршрутами составляет 50 м. Вычисленное по результатам работы среднеквадратическое значение ошибки бокового уклонения по всему объему выполненных работ составляет всего 2,3 м. Добиться такой точности в производственном режиме удалось за счет применения алгоритмов информационной поддержки режимов навигации.

На рисунке серым показан «коридор» допустимых отклонений, черным – фактическая линия пути.





*Рисунок 5.14 Работа алгоритмов информационной поддержки при выполнении детальной аэросъемки*

Также внимания заслуживает сравнение затрат времени на выполнение перехода от завершеного съемочного маршрута к следующему. Для комплекса «Экватор» на выполнение захода требуется в среднем 60–80 сек, а для аналогичных комплексов, использующих другое навигационное программное обеспечение – 2–2,5 минут (сравнение выполнено на основе данных, полученных при съемке одного и того же участка двумя разными комплексами).

## **Выводы по Главе 5**

Результаты разработки алгоритмов навигационной поддержки режимов аэросъемочного полета, рассмотренные в данной главе, представляют интерес для аэроэлектроразведки в контексте повышения показателей эффективности производственного применения зондирующих систем и комплексов. На основе представленного в данной главе обзора традиционных технологий производства аэросъемочных полетов и методов организации информационной поддержки действий пилотов сформулирована и решена задача разработки, получены следующие результаты:

- 1) Исследованы традиционные схемы и режимы аэросъемочного полета и соответствующие им характеристики управляющей информации и методы ее представления.

2) Выбраны и обоснованы параметры и критерии режимов навигационной поддержки.

3) Разработаны алгоритмы информационной поддержки для режимов стабилизации на маршруте, захода на маршрут, перехода в режим стабилизации и управления полетом на точку.

4) Схематически описана программная реализация бортового вычислительного комплекса информационной поддержки навигационных режимов (комплекс NAVDAT).

5) На основе данных, полученных при выполнении производственных аэросъемочных полетов, выполненных с использованием представленных методов и алгоритмов, проведена оценка точности проводки летательного аппарата по заданным линиям пути. По данным, полученным при съемке участка, покрытого линиями съемочных маршрутов, общей протяженностью около 1000 пог. км, среднеквадратическое значение величины линейного бокового отклонения фактических траекторий движения от заданных составило не более 2,5 м.

## **Глава 6   Аэроэлектроразведочные зондирующие системы и комплексы ЕМ4Н и «Экватор»**

Методы и алгоритмы, подходы, представленные в Главах 2–5, исторически сформировались при создании нескольких вариантов аэроэлектроразведочных зондирующих систем и комплексов. Они прошли комплексную отладку в режиме выполнения многих тысяч часов производственной эксплуатации при аэрогеофизических исследованиях сред с самым различным геологическим строением. Достигнуты высокие показатели эффективности, как поисковой, так и производственной.

Основу разработки составили базовые представления о средствах и методах аэроэлектроразведки, общих принципах аэрогеофизических технологий, рассмотрению которых посвящена Глава 1. Рассмотрение взаимосвязей отдельных особенностей процесса низкочастотного индуктивного зондирования, принципиальных с точки зрения создания аэроэлектроразведочной аппаратуры, позволило на этапе разработки определить технические и эксплуатационные параметры систем и комплексов, а также выработать эффективную методику организации аэросъемочного полета, как в режиме съемки, так и при выполнении контрольно-настроечных и калибровочных операций.

Во многом устройство представленных зондирующих систем подчинено классическим традициям и устоявшимся методам геолого-геофизической интерпретации, имеющимся арсеналом программного обеспечения, используемого при обработке данных для решения прямых и обратных задач. С другой стороны, структура и облик систем определяется требованиями и особенностями геологических задач, для решения которых они предназначены. Этим требованиям подчинены конструкция, общее устройство, аппаратурные параметры, формат и структура геофизически значимой информации, чувствительность к геоэлектрическим свойствам разреза и т. п.

Базовые идеи методов и алгоритмов, представленные в данной работе, с

восхитительным изяществом воплощены в технических решениях специалистами компании «ГеоТехнологии»: В.В.Поповичем, В.М. Постыляковым, М.В. Корбаковым, В.А. Гараницевым, И.И. Сапицким. Огромная роль в становлении не только зондирующих систем, но и всей технологии геофизических исследований с их применением, а также методов интерпретации принадлежит Е.В.Каршакову.

Единый подход к проектированию двух зондирующих аэроэлектро-разведочных систем – ЕМ4Н и «Экватор» состоит именно в использовании аппаратных и алгоритмических возможностей для максимально широкого охвата геологических задач. Высокие показатели эффективности и качества получаемой геофизически значимой информации в созданных системах достигнуты за счет согласованного использования аппаратных структур с методами и алгоритмами, представленными в данной работе. Применение алгоритмов информационной и навигационной поддержки позволило добиться одновременно высоких показателей и поисковой и производственной эффективности. На основе общего подхода сформированы структура и геометрические параметры установок, их измерительные характеристики.

Рассматривая устройство и особенности зондирующих систем комплексов ЕМ4Н и «Экватор» отметим, что, несмотря на существенные различия в их облике, общая схема функционирования и совокупность примененных алгоритмов для обеих систем в целом одинакова. Основное отличие между двумя системами в том, что ЕМ4Н – классическая частотная система с широким частотным диапазоном, однако фрагментарным набором частот в зондирующем спектре, «Экватор» – система не только с широким диапазоном частот и насыщенным спектром, но и одновременно частотным и временным представлением геофизически значимой информации.

Устройство обеих систем в целом едино не только на программно-алгоритмическом, но и на аппаратном уровне. Перечень операций в единой структу-

ре их функционирования представлен следующим образом:

*Аппаратный уровень:*

Возбуждение тока зондирующего диполя возбуждающей системы.

- 1) Возбуждение токов диполей системы относительного позиционирования.
- 2) Возбуждение эталонных токов и напряжений системы адаптивной коррекции.
- 3) Измерительное преобразование и оцифровка сигналов индукционного датчика приемной системы.
- 4) Измерительное преобразование и оцифровка значений токов дипольной возбуждающей системы.
- 5) Объединение результатов оцифровки в информационные кадры и передача на интерфейсные входы вычислительных систем.

*Программно-алгоритмический уровень:*

- 6) Формирование спектральной формы представления выходных сигналов приемной системы, сигналов измерения токов дипольной системы.
- 7) Введение поправок за несовершенство частотных характеристик измерительных каналов (адаптивная коррекция).
- 8) Введение поправок за изменение параметров возбуждающей системы.
- 9) Определение параметров условий зондирования (относительное позиционирование).
- 10) Приведение к полю  $\delta$ -излучателя и вычисление параметров поля отклика от зондируемой среды в спектральном представлении.
- 11) Вычисление параметров поля отклика от зондируемой среды во временном представлении.

Важное с точки зрения обеспечения эффективной геофизической интерпретации одновременно частотное и временное представление геофизически значимой информации реализовано в комплексе «Экватор» в виде алгоритмической схемы, характерной для полигармонической частотной системы с единственной дополнительной операцией пересчета во временную область (см. раздел 4.5).

Следует также отметить, что детальное описание технического устройства очевидно выходит за рамки диссертационной работы, приведенное ниже имеет общий характер.

## **6.1 Зондирующая система и аэроэлектроразведочный комплекс ЕМ4Н**

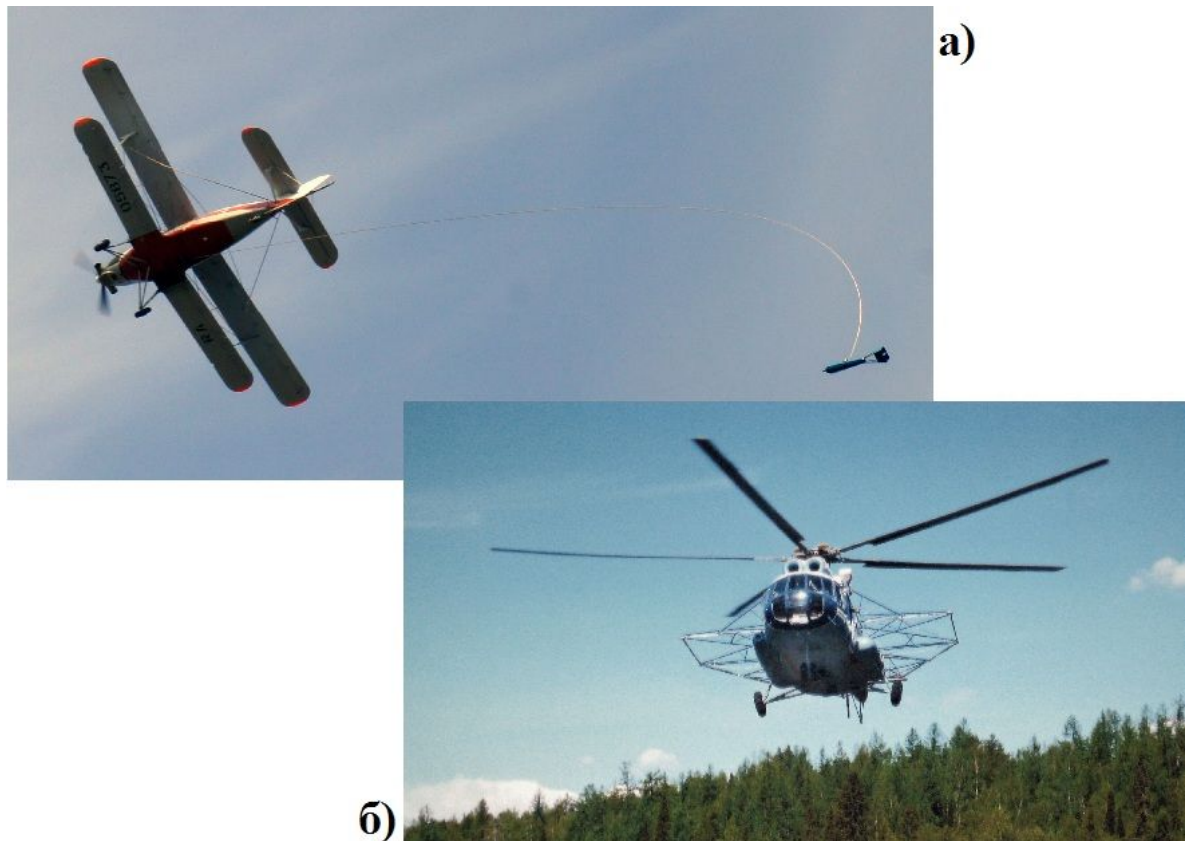
Исторически начало разработки зондирующей системы ЕМ4Н связано с работой по модернизации ранее успешной, но морально и физически устаревшей классической частотной квадратурной аэроэлектроразведочной системы ДИП-А («Аэрогеофизика», РФ, 1990 г.) [28]. Полученные в процессе этой работы результаты вышли далеко за рамки простого усовершенствования и послужили основой для создания принципиально новой частотной (но не квадратурной) зондирующей системы ЕМ4Н и аэроэлектроразведочных комплексов на ее основе. Аппаратной реализацией, техническими характеристиками, технологическими и методическими особенностями зондирующая система ЕМ4Н в полной мере обязана базовым принципам получения геофизически значимой информации, изложенным в Главах 2–4 данной работы.

Комплекс предназначен для выполнения аэрогеофизических съемок территорий, перспективных для поиска различных полезных ископаемых с целью определения структуры распределения проводящих объектов в геологическом строении исследуемой территории. Наиболее эффективен при масштабных опережающих геофизических исследованиях и уточнении геологического строения

протяженных территорий. Разработан в двух вариантах:

- для использования на самолетах Ан-2 (Ан-3);
- для использования на вертолетах Ми-8.

На Рис. 6.1 приведены фото комплекса в самолетном (а) и вертолетном (б) вариантах.



*Рисунок 6.1. Самолетный (а) и вертолетный (б) варианты комплекса EM4N*

По традиционной классификации, зондирующая система EM4N низкочастотная, индуктивная, разнесенная с буксируемым приемником и верхним расположением источника поля. Представление геофизически значимой информации – частотное, поле отклика определяется на четырех фиксированных частотах. Система EM4N во наследует многие технические параметры системы-предшественника. Эта объясняется вполне обоснованными требованиями плавного перехода от предшествующей системы к новой, многолетним опытом и традициями в подходах специалистов-геофизиков к работе с получаемым мате-

риалом, а также наличием целого арсенала программ вычислительной обработки этой информации. [33], [42]. При создании комплекса ЕМ4Н была решена задача сохранения преимуществ системы-прототипа при одновременном повышении полноты и информативности геофизически значимой информации за счет использования алгоритмов вычислительной обработки как на аппаратном уровне, так и при камеральной обработке. В структуре и алгоритмах комплекса аппаратно и программно реализованы теоретические результаты, представленные в главах данной работы:

- алгоритм узкополосного когерентного накопления;
- алгоритм адаптивной коррекции в частотном представлении (Глава 2);
- алгоритм контроля условий зондирования – геометрии разнесенной зондирующей установки (электромагнитное позиционирование) (Глава 3);
- алгоритм вычисления полного значения поля отклика (Глава 4).

В Табл. 6.1 для сравнения приведены технические характеристики зондирующих систем комплексов ДИП-А и ЕМ4Н.

Производственная и технологическая эффективность комплекса ЕМ4Н обеспечивается за счет эффективного управления процессом аэросъемки, включая проводку летательного аппарата по заданным линиям маршрутов с использованием алгоритмов, описанных в Главе 5.



*Таблица 6.1*  
*Сравнительные характеристики аэроэлектроразведочных зондирующих систем ДИП-А и ЕМ4Н*

	ДИП-А			ЕМ4Н			
Тип системы	Частотная разнесенная						
Летательный аппарат	Самолет Ан-2			Самолет Ан-2 (Ан-3) Вертолет Ми-8			
Зондирующие частоты (Гц)	272	1088	4352	130	520	2080	8320
Магнитный момент (Ам <sup>2</sup> )	8000	2500	1000	20000	7200	3000	1500
Частоты доп. диполей	Физическая компенсация			650		910	
Магн. момент доп. диполей (Ам <sup>2</sup> )	500	500	500	1000		1000	
Приемная система	2D векторный индукционный датчик (X, Z)			3D векторный индукционный датчик (X, Y, Z)			
Измеряемые параметры	1) Инварианты эллипса поляризации			1) Комплексный 3D вектор измеряемого поля 2) Инварианты эллипса поляризации			
Темп измерений	2 изм. в сек			6,6 изм. в сек			
Длина троса-кабеля	75м			75м			
Точность измерения отношения полуосей эллипса поляризации	0,1%			0,01%			
Метод исключения влияния первичного поля	Физическая компенсация и выделение квадратурных инвариантов			Электромагнитное позиционирование и вычисление поля полного отклика			

### 6.1.1 Устройство зондирующей системы комплекса ЕМ4Н

Общее устройство и вид комплекса ЕМ4Н в самолетном варианте приведены на Рис. 6.2. Основные элементы комплекса расположены на борту летательного аппарата и в выпускной гондоле, буксируемой за самолетом-носителем с использованием троса-кабеля.

Возбуждающая система полностью размещена на борту самолета. Диполи-излучатели выполнены в виде плоских многовитковых петель, изготовленных из специального кабеля и жестко прикрепленных к конструкциям фюзеляжа летательного аппарата.

Также на борту летательного аппарата установлены блоки бортовой вычислительной системы, источники питания, антенна и электроника навигацион-

ного приемника СНС, используемого для управления движения летательного аппарата-носителя по заданным линиям пути в процессе аэросъемки.

Приемная система размещается в корпусе выпускной gondолы. Там же располагаются дополнительные элементы: датчик магнитометрической системы (дополнительной по отношению к электроразведочной системе), а также антенна и электронная схема вспомогательного СНС-приемника, используемого при контрольной калибровке системы относительного позиционирования.



Рисунок 6.2. Общий вид и устройство комплекса EM4N

Блок-схема зондирующей установки комплекса EM4N приведена на Рис. 6.3.

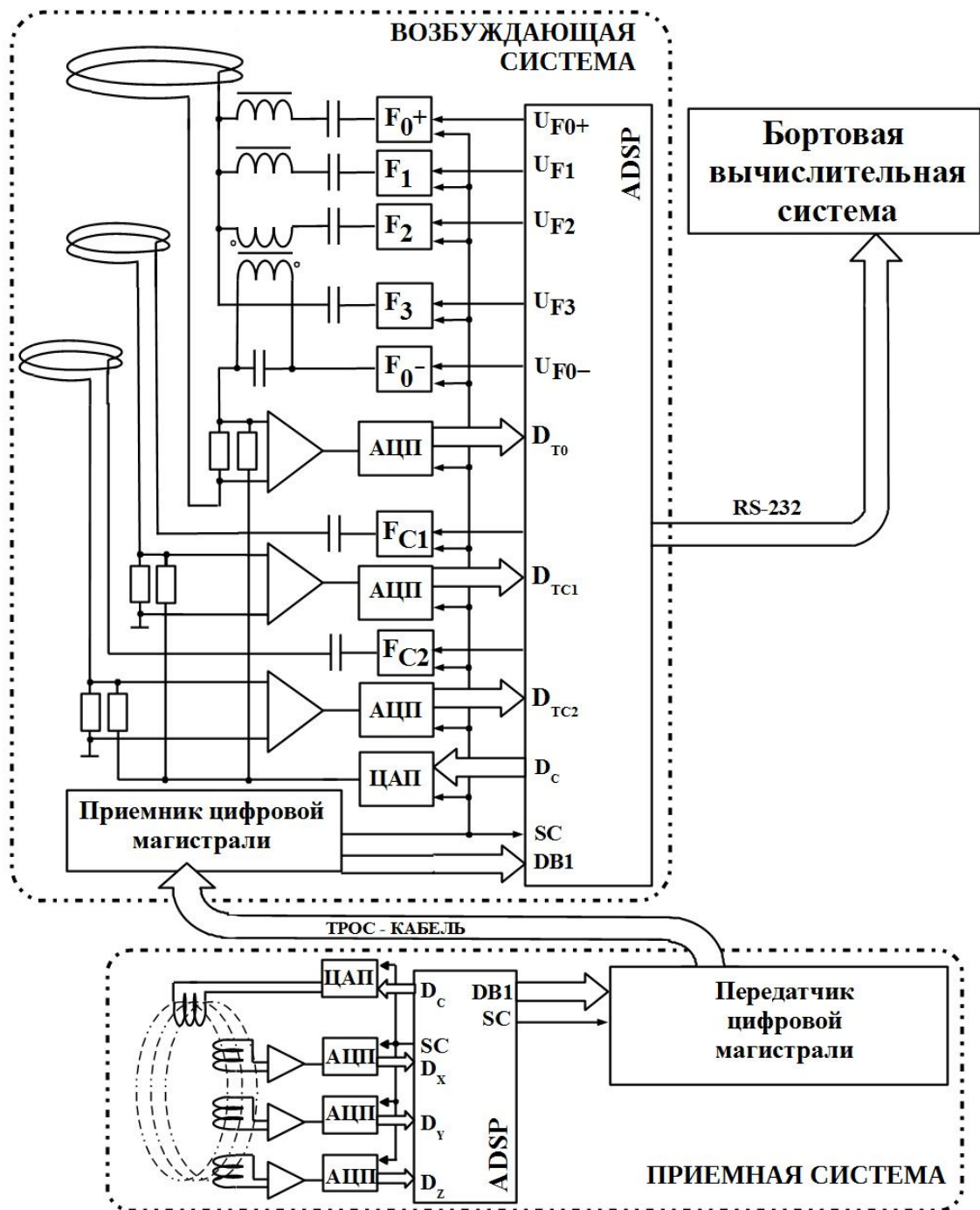


Рисунок 6.3. Блок-схема зондирующей системы комплекса EM4N

### 6.1.2 Приемник зондирующей системы EM4N

Приемник зондирующей системы EM4N составляют 3D векторный индукционный датчик со встроенным в его конструкцию диполем-излучателем

эталонного поля системы адаптивной коррекции АЧХ (см. раздел 2.8.2), а также блок электроники, содержащий:

- усилители сигналов приемных рамок датчика;
- АЦП сигналов приемных рамок;
- ЦАП – формирователь тока эталонного диполя системы адаптивной коррекции;
- сигнальный процессор (ADSP 21262, Analog Devices);
- формирователь сигналов для передачи по тросу-кабелю (передатчик цифровой магистрали).

Индукционный датчик приемной системы комплекса ЕМ4Н выполнен в виде куба, на трех парах граней которого расположены приемные рамки – экранированные катушки индуктивности, намотанные на сердечники из пресс-пермаллоя. Таким образом, приемная рамка каждой из пространственных компонент датчика составлена из пары катушек. В центре куба, выполненного из мрамора, встроена небольшая катушка индуктивности – диполь-источник эталонного поля системы адаптивной коррекции. Такое устройство трехкомпонентного индукционного датчика позволило выполнить одно из наиболее сложных ограничений, отмеченных в разделе 3.3.2 – совмещение центров чувствительности приемных рамок в одной пространственной точке. При таком устройстве датчика центр чувствительности всех пар располагается вблизи точки пересечения диагоналей куба, где также размещается катушка возбуждающего диполя системы адаптивной коррекции. Использование стержней с высокой магнитной проницаемостью позволило добиться высокой чувствительности датчика при небольших размерах. Жесткость мраморного основания и компактный размер катушек обеспечили механическую стабильность всей конструкции и отсутствие выраженных механических резонансов в области частот, близких к рабочим.

Внешний вид и компоновка рамок датчика показаны на Рис. 6.4. По

сравнению с приемными системами аналогичных комплексов датчик компактен (160×160×160).

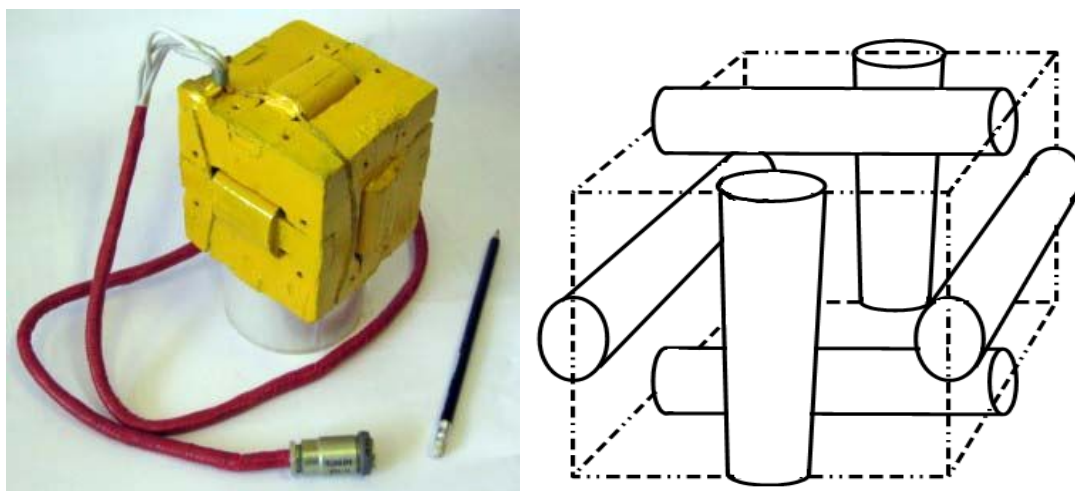


Рисунок 6.4. Индукционный датчик приемной системы EM4N

Работа блока электроники приемной системы комплекса EM4N осуществляется под управлением сигнального процессора (ADSP 21262). Процессор вырабатывает необходимые сигналы синхронизации, принимает данные от АЦП приемных рамок, формирует данные для ЦАП эталонного сигнала, а также данные для передачи по цифровой магистрали троса-кабеля, выполняет вычисления сверток когерентного накопления.

Сигнал каждой из трех приемных рамок индукционного датчика усиливается и подвергается аналого-цифровому преобразованию.

В катушке эталонного диполя-излучателя высокоточным цифро-аналоговым преобразователем формируется ток, форма которого, как это предложено в разделе 2.5, представляет собой полигармонический процесс, составленный из четырех зондирующих частот, амплитудно модулированный частотой, соответствующей нулям частотной характеристики синхронного детектора (Рис. 2.4):

$$I(t) = \cos(\delta t) \sum_i (A_i \cos(\omega_i t)), \quad (6.1)$$

где  $i$ ,  $\omega_i$  – номер и значение зондирующей частоты из набора, приведенного в Табл. 6.1 соответственно;  $\delta$  – частота модуляции, при которой синхронный

детектор не воспринимает эталонного воздействия при детектировании на основных частотах.

Работа всех АЦП и ЦАП синхронизирована и осуществляется с частотой 200 000 выборок в секунду. В процессе функционирования программа сигнального процессора преобразует зарегистрированную информацию в блоки данных (на схеме – DB1), которые вместе с сигналом синхронизации передаются по витой паре проводов троса-кабеля на борт аппарата-носителя на вход блока электроники возбуждающей системы.

Конструктивно приемник зондирующей системы комплекса EM4H размещается в выпускной буксируемой гондоле, компоновка которой схематически показана на Рис. 6.5.

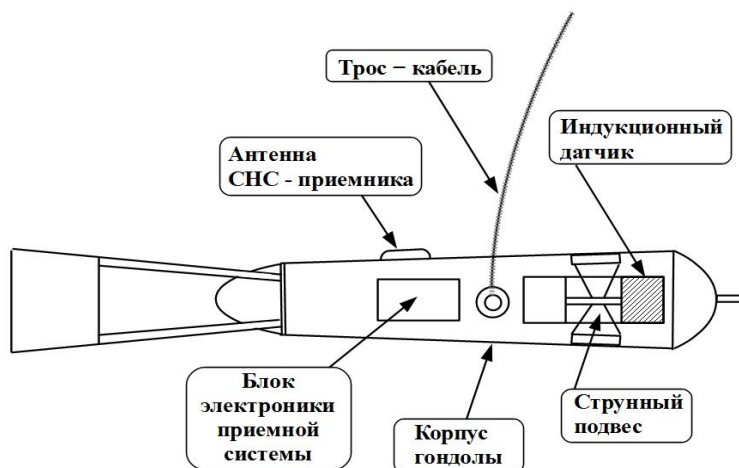
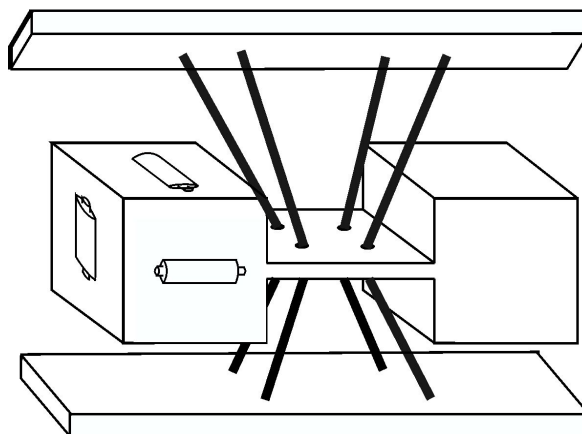


Рисунок 6.5. Буксируемая гондола комплекса EM4H

Малый размер индукционного датчика позволил применить эффективную систему его механической амортизации, представляющую собой струнный подвес, схематически показанный на Рис. 6.6. Трехкомпонентный датчик размещается на плече «гантели», уравновешенной необходимым балластом. Упруговязкие струны подвеса, выполненные из специальной резины, хорошо амортизируют «гантель» при ускорениях, возникающих при перемещениях гондолы и рывках троса-кабеля. Благодаря подвесу «гантели» за центр тяжести линейные ускорения передаются угловым колебаниям индукционного датчика в ми-

нимальной степени.



*Рисунок 6.6. Струнный амортизирующий подвес индукционного датчика*

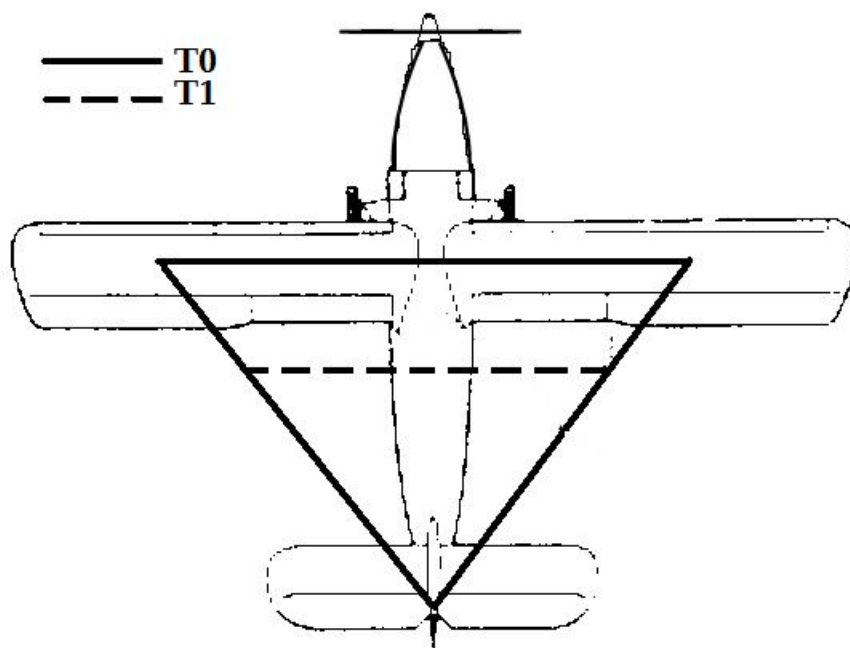
Это решение обеспечило надежное гашение механических колебаний и звука на рабочих частотах зондирующей системы, позволило значительно снизить влияние микрофонного эффекта, обусловленного движением и распространением звука в теле индукционного датчика в магнитном поле Земли. Такое устройство позволило также удовлетворить весьма существенное требование, отмеченное в разделе 2.7: благодаря мягкости и вязкости подвеса обеспечена стационарность сигналов, снимаемых с клемм приемных рамок, в продолжение интервала когерентного накопления.

### **6.1.3 Возбуждающая система комплекса ЕМ4Н**

Конструктивно возбуждающая система комплекса ЕМ4Н может размещаться на двух летательных аппаратах – самолете Ан-2 (Ан-3) и вертолете Ми-8. В обоих вариантах диполи-излучатели непосредственно прикрепляются к конструкциям летательного аппарата: на борту самолета – к крыльям и фюзеляжу (Рис. 6.7), на борту вертолета – к специальной дополнительной жесткой конструкции (Рис. 6.8).

Возбуждающая система ЕМ4Н содержит диполь-излучатель основного поля (на схеме – Т0), а также один или два дополнительных (Т1 и Т2), необхо-

димых для работы системы электромагнитного позиционирования.



*Рисунок 6.7. Размещение диполей возбуждающей системы ЕМ4Н на самолете Ан-3*

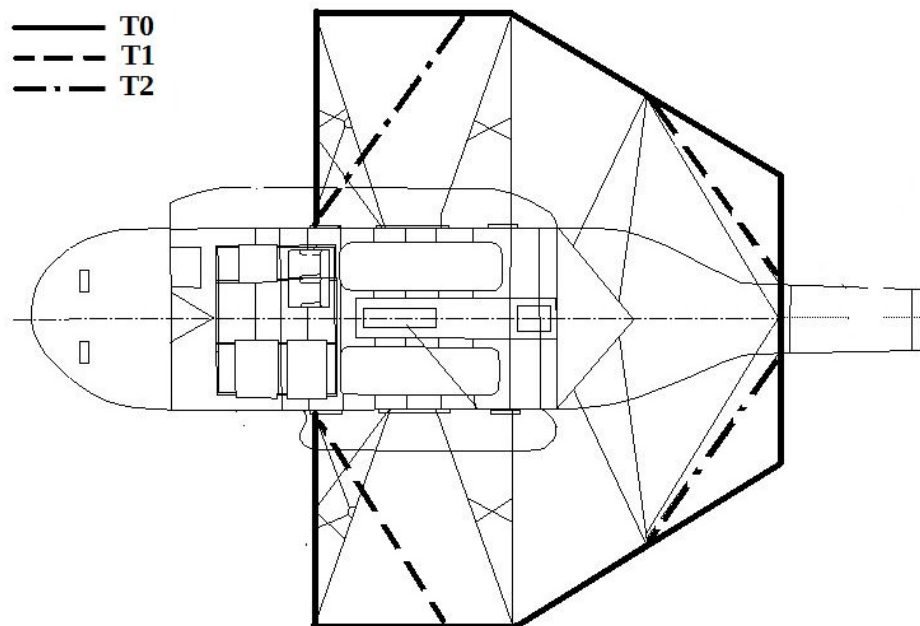
Следует обратить внимание, что в самолетном варианте комплекса используется только один дополнительный диполь системы электромагнитного позиционирования. Это объясняется двумя соображениями: во-первых, сложностью монтажа петель диполей-излучателей, а во-вторых, тем важным обстоятельством, что контуры линий вихревых токов, возбуждаемых в конструкции фюзеляжа, действуют, главным образом, в плоскостях, перпендикулярных продольной строевой оси фюзеляжа и, таким образом, в значительной мере симметричны. Вдоль продольной строевой оси направлен вектор дипольного магнитного момента излучателя T1, а боковой компонентой наведенных токов можно в некоторой степени пренебречь.

Отсутствие второго дополнительного диполя не нарушает работы алгоритма выделения полного отклика, но делает невозможным определение положения датчика приемной системы относительно плоскости, включающей вер-



тикальную и продольную строевые оси фюзеляжа самолета-носителя методом относительного позиционирования (Глава 3). Геометрические параметры условий зондирования, являющиеся неотъемлемой частью получаемой геофизически значимой информации, контролируются как значения проекций радиус-вектора «излучатель-приемник» на эту плоскость.

В вертолетном варианте (Рис. 6.8) основной диполь-излучатель (Т0) устанавливается таким образом, чтобы направление вектора его магнитного момента было преимущественно вертикальным при горизонтальном полете летательного аппарата-носителя, а два дополнительных диполя выполнены в виде пар коаксиальных воздушных петель, расположенных по разные стороны от фюзеляжа. Такое устройство системы излучателей обеспечивает примерное совмещение эффективных центров всех трех возбуждающих диполей в одной пространственной точке (Т0, Т1, Т2 на Рис. 6.8).



*Рисунок 6.8. Размещение диполей возбуждающей системы на фюзеляже вертолета Ми-8*

Возбуждение токов в излучающем петлевом диполе осуществляется с

помощью блока электроники, работающего одновременно на четырех основных рабочих и двух дополнительных частотах. Последние необходимы для работы системы относительного позиционирования. Значения частот и соответствующих им величин дипольного магнитного момента представлены в Табл. 6.2.

Таблица 6.2.

*Характеристики возбуждающей системы ЕМ4Н*

Обозн.	Рабочая частота (Гц)	Возбуждающий момент ( $Aм^2$ )
F0	130	18000
F1	520	7200
F2	2080	3000
F3	8320	1500
Fc1	667	1000
Fc2	833	1000

Токи возбуждающих диполей преобразуются в электрические сигналы как значения напряжения на прецизионных измерительных шунтах (Рис.2.6), которые в свою очередь подвергаются аналого-цифровому преобразованию и когерентному накоплению, точно так же, как сигналы, снимаемые с клемм приемных рамок. Для обеспечения стабильности и точности измерений токов используется метод и алгоритм адаптивной коррекции, для реализации которого к сигналам, снимаемым с измерительных шунтов, подмешивается эталонное воздействие в виде тока соответствующей формы.

#### **6.1.4 Структура данных комплекса ЕМ4Н**

Структура информационных кадров в потоке данных ЕМ4Н, регистрируемых в темпе 6,61 Гц, представлена в Табл. 6.3.

В таблице:

- $\{\omega_{\{0,1,2,3,c0,c1\}}\}$  – набор частот зондирующего и дополнительных диполей согласно Табл 6.2;
- $\{x,y,z\}$  – набор приемных рамок индукционного датчика;

- $\{Re, Im\}$  – синфазные и квадратурные компоненты;
- $\{L, R\}$  – набор дополнительных эталонных частот.

*Таблица 6.3.  
Структура данных ЕМ4Н*

Тип	Содержание	Обозн.
	Номер информационного кадра	$t$
Комплексные амплитуды	Сигналы приемных рамок (зондирование)	$U_{\{x,y,z\}}[\omega_{\{0,1,2,3,c0,c1\}}]_{\{Re,Im\}}$
	Токи диполей (зондирование)	$I[\omega_{\{0,1,2,3,c0,c1\}}]_{\{Re,Im\}}$
	Сигналы приемных рамок (эталонировка)	$U_{\{x,y,z\}}[\omega_{\{0,1,2,3,c0,c1\}}]_{\{Re,Im\}}\{L,R\}$
	Токи диполей (эталонировка)	$I[\omega_{\{0,1,2,3,c0,c1\}}]_{\{Re,Im\}}\{L,R\}$
Параметры эллипса поляризации	Отношение полуосей эллипса поляризации	$H_b/H_a[\omega_{\{0,1,2,3\}}]$
	Сумма квадратов полуосей эллипса	$(H_b^2 + H_a^2)[\omega_{\{0,1,2,3\}}]$
	Угол между большой полуосью и осью $x$ приемника	$(x \angle H_a)[\omega_{\{0,1,2,3\}}]$
Контроль функционирования-	Флаги и число ошибок	$\Phi, N_{E_s}$
	Температура блока электроники приемника	$T_R$
	Температура блока электроники диполей	$T_T$
Навигация	Географические коорд. высота над геоидом и время	$\lambda, \varphi, h_G t_{UTC}$
	Высота над поверхностью земли	$h_R$
	Номер маршрута	$N_R$
Отн. позиционирование*	Продольное, боковое и вертикальное смещение	$\Delta x, \Delta y, \Delta z$
	Углы взаимной ориентации	$\alpha, \beta, \gamma$

### 6.1.5 Основные принципы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочного комплекса ЕМ4Н

В ходе разработки зондирующей системы комплекса ЕМ4Н были учтены общие принципы формирования эффективного спектра зондирующего сигнала в части полноты геофизически значимой информации. Относительно прототипа структура зондирующего сигнала дополнена одной частотой, при этом сохранен принцип логарифмического распределения частот (две октавы на интервал между соседними частотами). Расширение частотного диапазона произведено

\* Параметры вычисляются при обработке данных в пост-процессинге.

как в область низких, так и в область высоких частот. Такое изменение спектра зондирующих частот значительно повысило качество интерпретации в части детальности получаемой геофизической информации, расширило диапазон возможных геологических условий и районов эффективного применения и позволило привести в действие алгоритм выделения полного отклика как над территориями с высокоомными, так и над низкоомными геоэлектрическими разрезами.

Расширение спектра зондирующего поля в область высоких частот (8320 Гц) повысило поисковую эффективность при исследованиях территорий, отличающихся высоким удельным сопротивлением слагающих пород, а наличие в возбуждающем спектре значимой низкой частоты (130 Гц) позволяет использовать комплекс при геофизических исследованиях в районах, сложенных породами с повышенной удельной электропроводностью. Это обеспечило возможность эффективной работы комплекса практически в полном диапазоне удельных сопротивлений зондируемой среды, представляющем интерес с точки зрения геолого-геофизической интерпретации получаемых результатов, – от десятых долей до тысяч Ом·м – с определением полного значения вектора поля отклика.

В Главе 2 данной работы показано, что при вычислении комплексной амплитуды сигнала методом когерентного накопления (синхронного детектирования) достигается существенное подавление влияния шумов и помех вне полосы чувствительности синхронного детектора. Эффективная ширина полосы детектирования на каждой из зондирующих частот системы ЕМ4Н составляет всего около 7 Гц. Это позволило обеспечить необходимое для геофизических исследований соотношение сигнал/шум не за счет увеличения дипольного магнитного момента возбуждающей системы, а за счет подавления помех на приеме.

Обеспечение долговременной стабильности измерительных характеристик приемной и передающей систем зондирующей системы является важнейшим фактором, снижающим непроизводительные затраты летного времени за счет уменьшения объема контрольно-настроечных операций и калибровок. Применение в структуре системы принципа и алгоритма адаптивной коррекции с использованием эталонного воздействия позволило добиться относительной точности сигнальных измерений на уровне  $10^{-4}$  при ограничении времени калибровочного режима до 2–3 минут на подлете к участку съемки и столько же перед посадкой.

## **6.2 Аэроэлектроразведочная зондирующая система и комплекс «Экватор»**

Успешный опыт разработки и производственной эксплуатации аэроэлектроразведочного комплекса и зондирующей системы ЕМ4Н во многом предопределил направление дальнейшего развития аэроэлектроразведочных технологий, новых систем и комплексов. Именно на базе результатов этой разработки удалось на теоретическом уровне показать возможность решения целого спектра не поддававшихся ранее решению важных и актуальных задач. Практической реализацией результатов этих исследований стало создание аэроэлектроразведочной зондирующей системы и технологического комплекса «Экватор». Первый вариант комплекса был создан и опробован в 2010 г.

Устройство разнесенной зондирующей системы комплекса «Экватор» и принцип получения геофизически значимой информации оказался для традиционного мира аэроэлектроразведки весьма необычным и на то время совершенно уникальным. «Экватор» реализует принцип комбинированного представления геофизически значимой информации как в спектральной (частотной), так и во временной формах.

Комплекс «Экватор» предназначен для выполнения аэрогеофизических

съемок территорий, перспективных для поиска различных полезных ископаемых с целью определения структуры распределения проводящих объектов и геологического строения исследуемой территории. Комплекс в равной степени эффективен как при опережающих геофизических исследованиях и геологическом картировании, так и при решении поисковых задач в широком диапазоне геологических условий.

Внешний вид и общее устройство комплекса показаны на Рис. 6.9. Фото выполнено с земли во время подъема зондирующей установки в воздух.

В структуре классификации аэроэлектроразведочных зондирующих систем, приведенной в Главе 1, установка является полностью буксируемой низкочастотной индуктивной разнесенной с нижним расположением источника зондирующего поля. По структуре представления геофизически значимой информации система является комбинированной – одновременно и частотной и временной.

Основные технические и эксплуатационные характеристики аэроэлектроразведочного комплекса «Экватор» приведены в (Табл. 6.1). В сравнении с другими установками технические средства комплекса «Экватор» отличаются весьма скромными параметрами энергопотребления, массы и габаритов, и в то же время комплекс существенно опережает все аналоги по эффективности производственного применения, лишь незначительно уступая некоторым из них по глубинности зондирования. Достижение столь высоких показателей обеспечено последовательным и согласованным применением технических и алгоритмических решений, рассмотренных в Главах 2 – 5 данной работы.

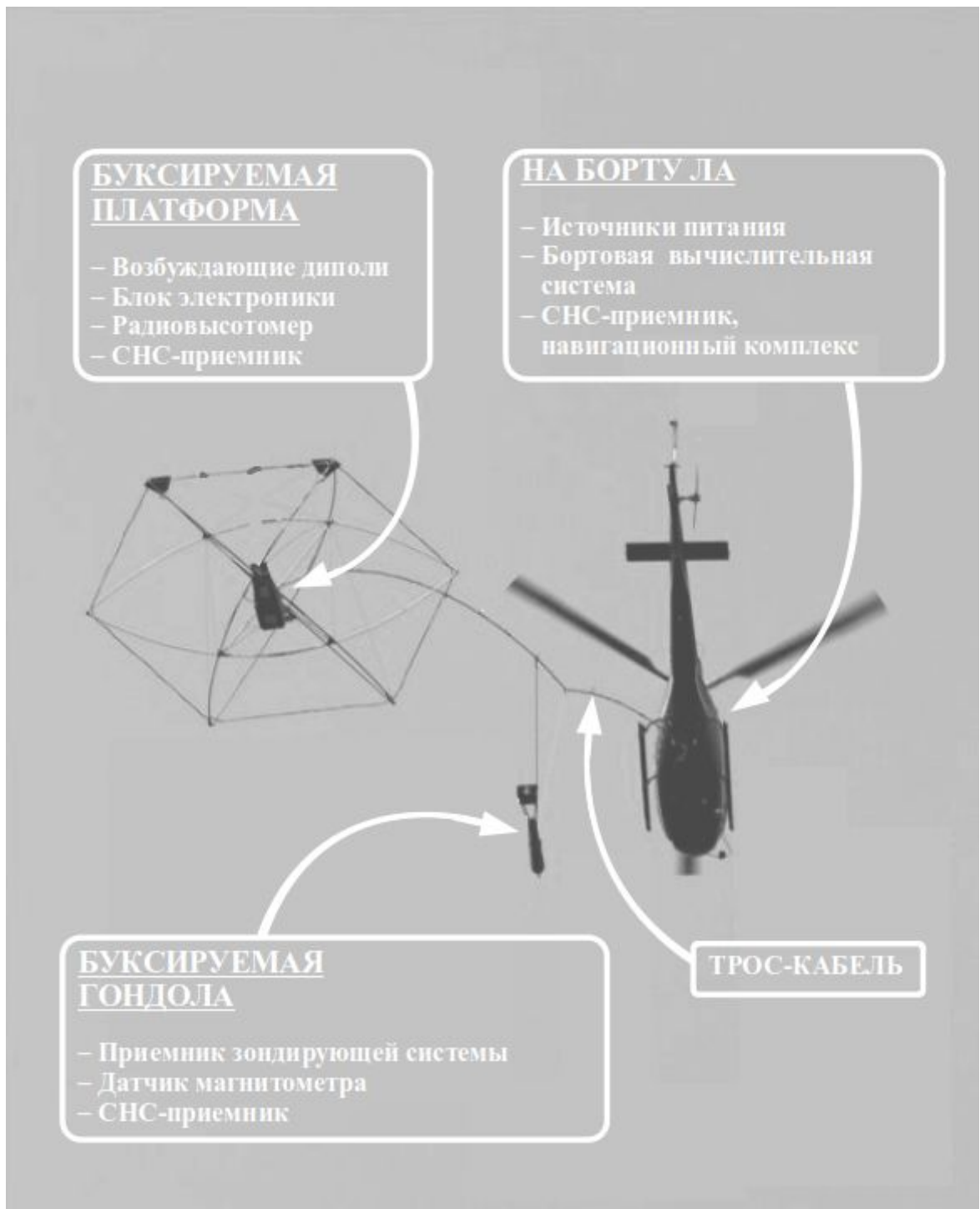


Рисунок 6.9. Общее устройство и вид комплекса «Экватор»

Таблица 6.1  
Технические характеристики комплекса «Экватор»

Техническая характеристика, параметр	Значение
Тип установки	Буксируемая, разнесенная с нижним расположением источника поля
Диаметр основного зондирующего дипольного излучателя	7,5 м
Число витков зондирующего диполя	4
Расположение приемника	На буксировочном кабеле, 35 м вверх от источника поля
Эффективный магнитный момент возбуждающей системы	100 000 Ам <sup>2</sup>
Форма зондирующего сигнала	Двухполярный полусинус с дополнительными гармониками
Частота повторения зондирующего сигнала	77 Гц
Частота дискретизации сигналов приемной системы	200 кГц (непрерывно)
Темп счисления геофизически значимых параметров регистрируемых сигналов	6,6 счислений в секунду
Каналы регистрируемой информации (временное представление)	$B(t)$ , $dB(t)/dt$ («быстрое время») 14 «окон» накопления: 5–4500 мкс
Каналы регистрируемой информации (частотное представление)	Синфазные и квадратурные компоненты синхронного детектирования $B(\omega)$ на 100 частотах, $((2n+1)*77$ Гц): 77–16000 Гц
Чувствительность при временном представлении	20 ppm
Чувствительность при частотном представлении	50 ppm
Энергопотребление	3500 Вт от бортсети 28В (не более)
Общая масса	300 кг (не более)
Скорость буксировки	40–220 км/час

Основная структура и сама концепция комплекса «Экватор» были выбраны разработчиками системы таким образом, чтобы наиболее полно учесть теоретические положения, изложенные в Главах 2–4, а также принципы реализации методов и алгоритмов, представленных в Главе 5 данной работы. Это существенным образом повлияло на состав, структуру и особенности технической



реализации зондирующей системы системы.

На аппаратном уровне в устройстве зондирующей системы комплекса «Экватор» использованы многие технические решения, полученные при проектировании, производстве и отладке комплекса ЕМ4Н. Так практически полностью сохранены: устройство корпуса и компоновка гондолы, устройство и параметры индукционного датчика, струнного амортизирующего подвеса, блока электроники приемной системы (незначительно изменены параметры аналоговых фильтров на входе усилителей приемных рамок), устройство и принцип синхронизации и передачи данных по цифровой магистрали троса-кабеля, устройство блока электроники управления и контроля возбуждающей системы.

Блок-схема зондирующей установки комплекса «Экватор» представлена на Рис. 6.10.

Возбуждающая система комплекса «Экватор», размещенная на буксируемой платформе, прикрепляется к концу буксировочного троса-кабеля длиной 75 м. Приемная часть – на 30 м выше, ближе к вертолету-носителю. Реализована компоновка полностью буксируемой системы с нижним расположением источника зондирующего поля.

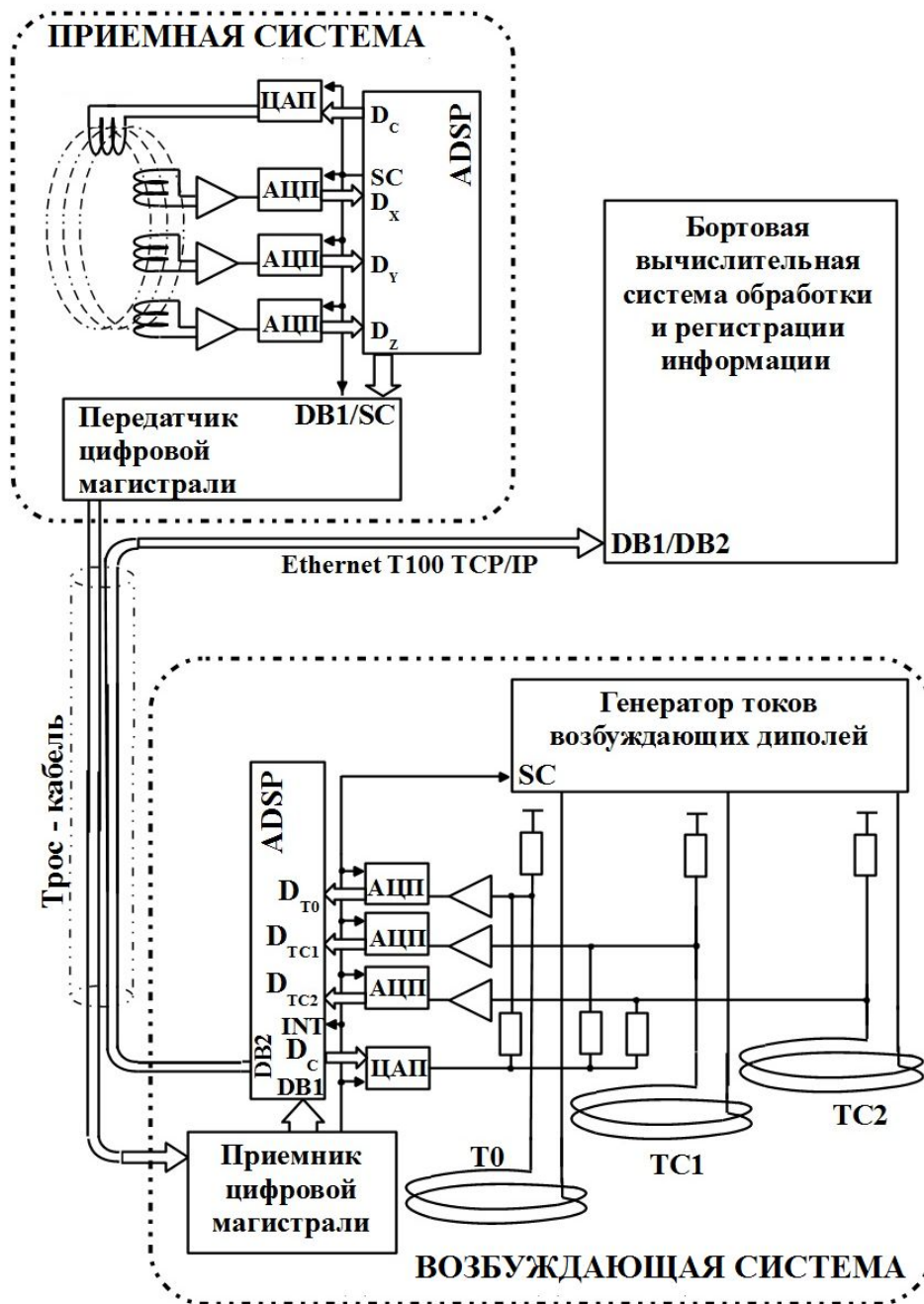


Рисунок 6.10. Блок-схема зондирующей системы комплекса «Экватор»

Питание возбуждающей и приемной систем осуществляется по тросу-кабелю с борта вертолета-носителя, где также располагается многофункциональная бортовая вычислительная система.

### **6.2.1 Приемник зондирующей системы комплекса «Экватор»**

Приемная часть зондирующей системы комплекса «Экватор» размещена в буксируемой гондоле. Там же расположен трехкомпонентный (3D) индукционный датчик, блок электроники приемной части аппаратуры, блок интерфейсного сопряжения и передачи регистрируемой информации. Кроме того, в буксируемой гондоле располагается дополнительное оборудование – датчик аэромагнитометра и СНС-приемник, обеспечивающий получение необходимой информации для абсолютной привязки результатов зондирования к астрономическому времени и географическим координатам.

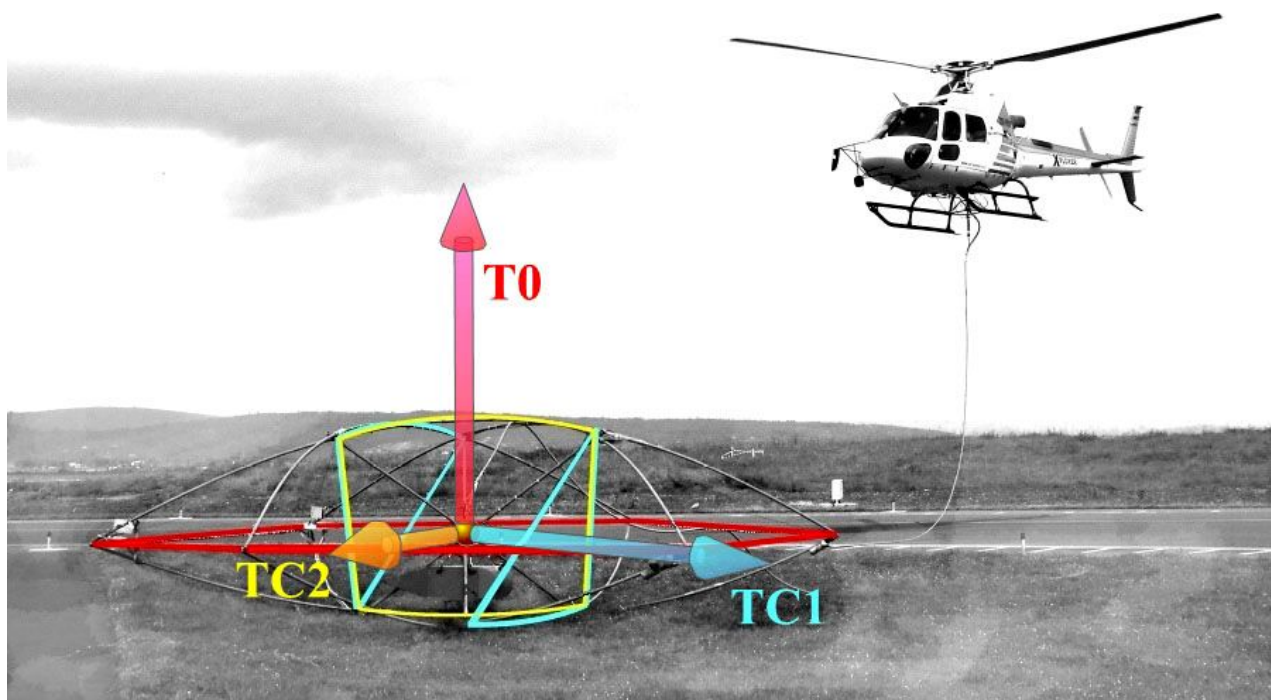
Устройство блока электроники приемной системы комплекса «Экватор» структурно повторяет устройство системы ЕМ4Н. Сохранен общий принцип измерения, аппаратная структура, усилители и устройства аналого-цифрового преобразования сигналов приемных рамок, в корпус кубика индукционного датчика вмонтирована катушка-излучатель эталонного поля системы адаптивной коррекции. Работа блока электроники осуществляется под управлением сигнального процессора ADSP 21262 (Analog Devices).

Принципиальным отличием приемной системы зондирующей установки «Экватор» от системы ЕМ4Н является то, что на платформе сигнального процессора не выполняются вычисления сверток когерентного накопления. Принятые данные после аналого-цифрового преобразования в темпе 200 000 выборок в секунду объединяются в последовательность информационных кадров и полностью без искажений передаются по тросу-кабелю в блок генератора токов возбуждающей системы. Устройство цифровой магистральной передачи данных по витым парам троса-кабеля, в целом аналогичное примененному в ЕМ4Н, обеспечивает не только синхронность передачи данных с фронтом импульса выборки данных АЦП, но и взаимную синхронность работы приемной и возбуждающей систем.

### **6.2.2 Возбуждающая система комплекса «Экватор»**

Существенным отличием зондирующей системы комплекса «Экватор» от системы ЕМ4Н является принцип полигармонического формирования спектра зондирующего поля. Ток в петле основного зондирующего диполя является периодическим, имеет сложную форму и, таким образом, создает бесконечное число гармоник в спектре возбуждающего поля. Значимыми являются нечетные гармоники базовой частоты 77 Гц в диапазоне 77–16 000 Гц. Система дипольных петель зондирующей установки смонтирована на очень легкой, пространственно сложной ажурной напряженной несущей конструкции (платформы) с расположенными на ней блоком электроники возбуждающей системы. Вся эта система обеспечивает формирование как зондирующего поля, так и поля, необходимого для работы системы электромагнитного относительного позиционирования.

Внешний вид несущей платформы возбуждающей системы комплекса «Экватор» можно видеть на Рис. 6.11. С помощью специального приспособления платформа присоединяется к концу буксировочного троса-кабеля. На рисунке схематически показано расположение петлевых диполей излучателей: основного (Т0) и двух дополнительных (ТС1 и ТС2), необходимых для работы системы относительного позиционирования, а также направление векторов дипольного магнитного момента. Эффективные центры всех трех диполей, из которых ТС1 составлен из двух коаксиальных петель, с достаточной точностью располагаются в одной точке, вблизи механического узла крепления буксируемой платформы к тросу-кабелю. Таким образом, выполнено одно из важнейших требований, отмеченное под пунктом 7 в разделе 3.3.2, существенно влияющее на качество получаемой информации как в части выделения полного значения поля отклика, так и контроля условий зондирования.



*Рисунок 6.11. Возбуждающая система комплекса «Экватор»*

Блок генератора токов диполей возбуждающей системы построен по схеме резонансного генератора с ключевым возбуждением.

Сигналы, снимаемые с шунтов измерения токов всех трех диполей возбуждающей системы регистрируются и оцифровываются в темпе 200 000 измерений в секунду, синхронно с измерением сигналов индукционного датчика приемника зондирующей системы. Результаты измерений полются на информационные входы сигнального процессора, в качестве которого используется сигнальный процессор ADSP 21262 (Analog Devices). В целях повышения точности и стабильности измерение токов диполей возбуждающей системы охвачено системой адаптивной коррекции по эталонному воздействию в форме электрического сигнала, подаваемого на вход усилителя вместе с сигналами, снимаемыми с измерительных шунтов (Рис. 2.6).

Программа сигнального процессора блока генератора зондирующей системы из блока данных, получаемых по тросу-кабелю от приемной системы, и

блока данных, составляющего результаты измерений токов зондирующих диполей, формирует единый кадр, который передается по витым парам интерфейса Ethernet T100 троса кабеля и протокола TCP/IP в единую бортовую вычислительную систему комплекса, размещенную на борту летательного аппарата.

### **6.2.3 Форма представления результатов зондирования**

При многолетнем практическом применении высокую эффективность при решении геолого-картировочных и поисковых задач показали как временные, так и частотные зондирующие системы, при выборе формы представления геофизически значимой информации для зондирующей системы «Экватор» было принято решение о реализации принципа комбинированного, «двойного» – как частотного, так и временного – представления. Для приведения этого принципа в действие понадобилось применить нестандартные, нетрадиционные решения как на аппаратном уровне, так и в структуре алгоритмов вычислительной обработки. В теоретическом плане основания и принципы этих решений разобраны в Главах 2–4. Здесь же, так же, как и для зондирующей системы и комплекса EM4Н, рассмотрим более детально особенности использования предложенных алгоритмов.

### **6.2.4 Временная форма и спектр зондирующего поля**

С учетом предложенной в Главе 4 схемы вычисления геофизически значимой информации во временной форме для зондирующей системы комплекса «Экватор» форма поля выбрана таким образом, чтобы удовлетворять требованиям алгоритма выделения поля отклика как в частотной, так временной формах над изолирующим и проводящим разрезами. Во времени зондирующее поле имеет сложную форму (Рис. 6.12 (а)), для которой подобрана подходящая форма «идеального» импульса (Рис. 6.12 (б)) для выполнения свертки согласно (4.19).

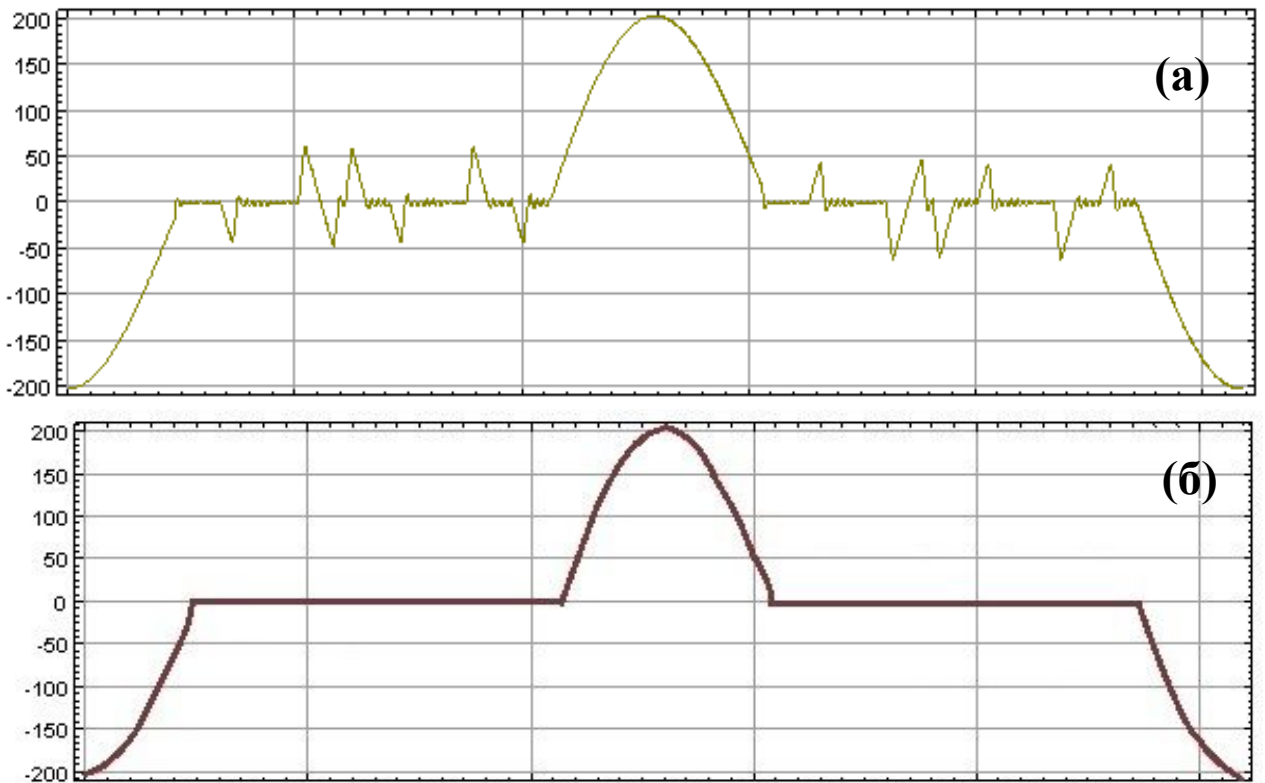


Рисунок 6.12. Форма тока зондирующего диполя (а) и «идеальная» форма для получения геофизически значимой информации во временной форме (б)

Спектральное распределение амплитуд гармоник по частотному диапазону показано на Рис. 6.13.

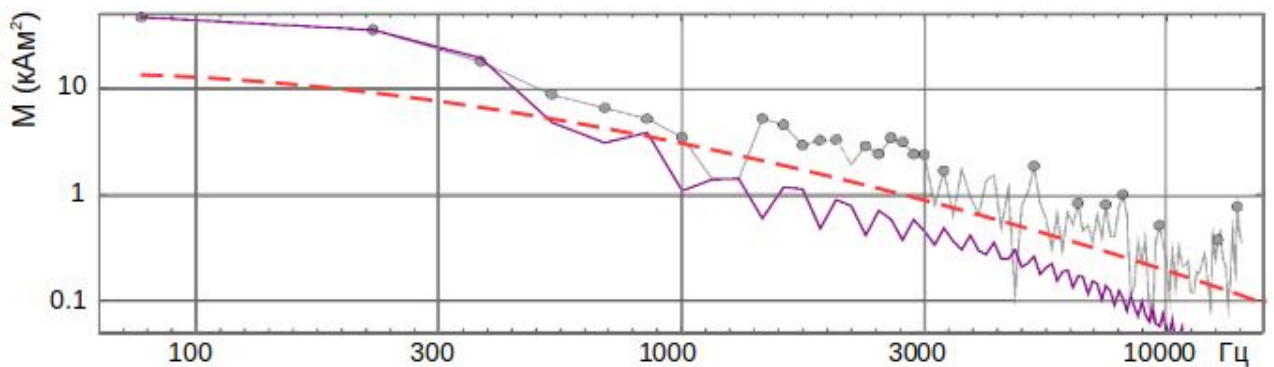


Рисунок 6.13. Спектр зондирующего поля системы «ЭКВАТОР»

На рисунке: нижний график соответствует спектру импульса в форме полусинуса (Рис. 6.12 (б)), верхний – спектру реального возбуждающего поля (Рис. 6.12 (а)). Пунктирной линией на рисунке отмечен уровень, соответствующий

ющий предельному значению чувствительности. Из Рис. 6.13 хорошо видно, что гармоники в спектре чисто импульсного возбуждения быстро убывают. Спектр же «дополненного» поля покрывает диапазон частот 77–16000 Гц (более семи октав). Такого диапазона вполне достаточно для уверенного зондирования и формирования пригодной для интерпретации геофизически значимой информации на большинстве типов геоэлектрических разрезов. Кроме того, спектр заполнен актуальными гармониками практически равномерно: амплитуда лишь незначительного их числа является недостаточной (на рисунке – ниже горизонтальной пунктирной линии). Важно также, что спектр не содержит «потерянных» гармоник в области низких частот. Для частотного представления такая форма зондирующего поля является вполне подходящей. Более того, она оказывается выгодной и с точки зрения полноты геофизически значимой информации, и во временной форме по сравнению с классическим импульсным возбуждением.

С другой стороны, по Рис. 6.12 (а) хорошо видно, что после дополнительного изменения формы тока (по отношению к «идеальной» импульсной (Рис. 6.12 -б) непосредственное наблюдение переходного процесса, следующего сразу же за спадом зондирующего импульса во времени, как это предполагается в методе переходных процессов, оказывается невозможным. Это обстоятельство приводит в замешательство специалистов-геофизиков классической школы. Здесь смешиваются понятия формы непосредственно наблюдаемых в эксперименте сигналов и формы представления геофизически значимой информации. На самом деле, согласно выводам Главы 4, временная форма поля отклика может быть вычислена, и более того, эта форма может быть определена даже для отрезка времени, относящегося к действию «идеального» импульса, то есть, получен т. н. «On-Time»–отклик.



### 6.2.5 Структура данных комплекса «Экватор»

Таблица 6.4.

Структура информационных кадров данных комплекса «Экватор»

Тип	Содержание	Обозн.
	Номер информационного кадра	$t$
Массивы данных	Сигналы приемных рамок	$U_{\{x,y,z\}}[2592]$
	Токи диполей	$I_{\{T_0, T_1, T_2\}}[2592]$
	Напряжение на клеммах диполей	$U_{\{T_0, T_1, T_2\}}[2592]$
Контроль функционирования-	Флаги и число ошибок	$\Phi, N_E$
	Температура блока электроники приемника	$T_R$
	Температура блока электроники диполей	$T_T$
Навигация	Географические коорд. высота над геоидом и время	$\lambda, \varphi, h_G t_{UTC}$
	Высота над поверхностью земли	$h_R$
	Номер маршрута	$N_R$

Данные передаются в бортовую вычислительную систему в темпе 77 кадров в секунду. Объем регистрируемой информации составляет несколько больше, чем  $2592 \times 3 \times 3 \times 3 \times 77 \times 3 = 16\,166\,304$  или 58 Гбайт в час. Структура данных фактически «байт в байт» переносит результаты оцифровки сигналов в память бортовой ЭВМ и на жесткий диск для последующей обработки в пост-процессинге.

### 6.2.6 Вычислительная система комплекса «Экватор»

В отличие от системы ЕМ4Н, в комплексе «Экватор» вычислительная обработка производится на единой бортовой вычислительной машине. В составе комплекса программный комплекс NAVDAT, объединяющей все функции сбора, записи и вычислительной обработки регистрируемой информации, а также осуществляющий работу алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов аэросъесочного полета.

Важной особенностью функционирования бортовой вычислительной системы комплекса «Экватор» является то, что поступающий на ее вход поток

данных представляет собой «сырые» результаты измерений по всем каналам регистрации без какой-либо вычислительной обработки. Таким образом, после введения дополнительных сигналов в каналы регистрации качество функционирования всей зондирующей системы определяется исключительно качеством вычислительной обработки. В такой постановке целесообразным оказывается полная регистрация всей поступающей «сырой» информации на диск компьютера, а для визуализации используется лишь минимально необходимая вычислительная обработка. Операции высокоточной обработки данных и формирование геофизически значимой информации как в частотной, так во временной формах представления осуществляется в режиме пост-процессинга при камеральных работах под контролем специалиста–геофизика. В этом режиме приводятся в действие алгоритмы:

- адаптивной коррекции и стабилизации (Глава 2);
- электромагнитного позиционирования (Глава 3);
- приведения данных к параметрам поля идеального  $\delta$ -излучателя (раздел 4.2);
- вычисление параметров поля отклика (Глава 4)).

Работа программных компонент, отвечающих за формирование информационной поддержки навигационных режимов аэросъемочного полета, осуществляется на той же вычислительной машине в многозадачном режиме.

### **6.2.7 Основные принципы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочного комплекса «Экватор»**

При создании аэроэлектроразведочной зондирующей системы и комплекса «Экватор» применен целый комплекс мероприятий, обеспечивающих его поисковую и производственную эффективность.

В качестве основной схемы системы принята обращенная разнесенная. То есть основная платформа с размещенными на ней диполями возбуждающей си-

стемы прикрепляется к концу, а гондола с приемником – к средней части буксировочного троса-кабеля. На момент начала разработки такая схема являлась совершенно уникальной. Обычно разнесенные системы организовывались подобно ЕМ4Н – возбуждающая система на борту, приемник – в выпускной гондоле внизу. Проведенные расчеты и эксперименты подтвердили: «обращение» источника и приемника поля в разнесенной системе не ухудшают разрешающей способности к обнаружению локальных проводящих объектов. В то же время низкое аэродинамическое качество и высокое аэродинамическое сопротивление ажурной буксируемой платформы возбуждающей системы обеспечивают постоянное натяжение троса-кабеля и стабильность движения буксируемой гондолы в широком диапазоне скоростей полета, что положительно сказалось на технологичности и производительности работ, особенно в условиях сложного рельефа.

При проектировании зондирующей системы большое внимание уделено расчету временной формы и частотного спектра зондирующего поля (Глава 4). При этом принято во внимание, что дополнение спектра высокочастотными гармониками при соответствующей обработке информации не только не разрушает стройной концепции метода переходных процессов, но даже значительно повышает достоверность определения параметров переходной характеристики на отрезках времени, непосредственно следующих за спадом зондирующего импульса. Кроме того общая широта спектра и насыщенность гармониками позволили применить алгоритм вычисления параметров полного спектра поля отклика в частотной области и его пересчет во временную область (Глава 4). Таким образом, удалось получить систему с комбинированным представлением геофизически значимой информации.

Стабильность функционирования зондирующей системы и точность обеспечена сквозным применением метода и алгоритма адаптивной коррекции (Глава 2).

Для обеспечения точности интерпретации данных применены метод и алгоритм относительного позиционирования (Глава 3).

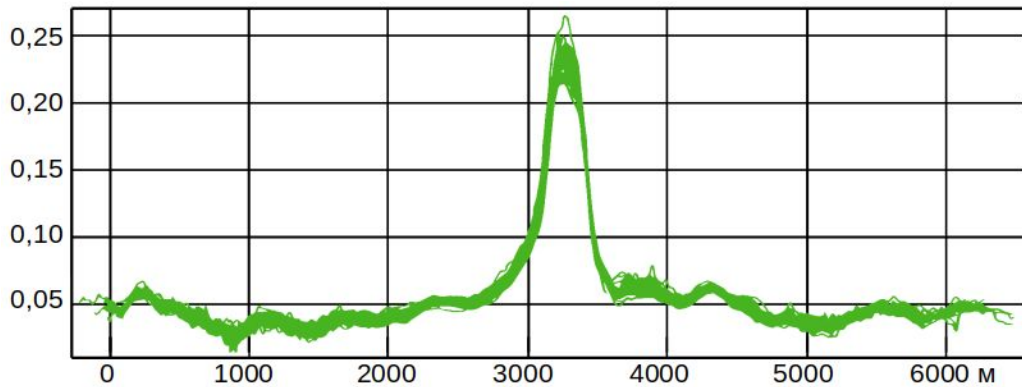
Важно отметить, что все указанные выше методы, приемы и алгоритмы тесно взаимосвязаны и становятся действенными только при условии приведения в действие единой последовательности представленных в данной работе алгоритмов.

Применение алгоритмов информационной поддержки навигационных режимов при выполнении полетного задания (Глава 5) обеспечило высокое качество проводки летательного аппарата по заданным линиям пути. Алгоритмы показали высокую эффективность информационной поддержки.

### **6.3 Эффективность алгоритмов комплексов ЕМ4Н и «Экватор» в решении геологических задач**

#### **6.3.1 Стабильность в определении параметров поля отклика**

В полной мере оценка точности определения поля отклика возможна лишь при анализе формы поля при малой высоте полета в условиях наблюдения откликов от изначально известного геоэлектрического разреза. Эта оценка очень сложна и даже не всегда возможна, однако некоторую уверенность в корректности работы зондирующей установки дает контроль повторяемости результатов, получаемых многократно на одном и том же участке или маршруте. По крайней мере эти данные позволяют судить о стабильности работы аппаратуры. На Рис. 6.14 показаны результаты многократных измерений на контрольном маршруте при выполнении съемки комплексом «Экватор» в Республике Ангола. Согласно требованиям технического задания каждый съемочный полет начинался и заканчивался проходом над контрольным профилем. Жирная линия на рисунке – наложенные друг на друга 90 графиков изменения параметра постоянной времени спада ( $\tau$ ) поля отклика во временном представлении.



*Рисунок 6.14. Контроль повторяемости по параметру постоянной времени спада ( $\tau$ )*

В полной же мере представление об адекватности получаемых данных может быть получено только при проверке их на соответствие априорной геолого-геофизической информации. Как правило перед выполнением масштабных производственных съемок выполняется небольшой объем опытно-методических работ, заключающихся в съемке и картировании участка с расположенным на нем известным и хорошо изученном в геологическом отношении объектом.

### **6.3.2 Сравнение с результатами наземных геофизических работ**

Рис. 6.15 показывает результаты электроразведочных измерений, выполненных тремя разными электроразведочными системами на одном и том же профиле, пересекающем известный объект (алмазоносная кимберлитовая трубка «Лорелей», Республика Ангола) [40]. Съемка этого объекта выполнена в рамках опытно-методических работ, предшествовавших проведению масштабных исследований регионального характера.

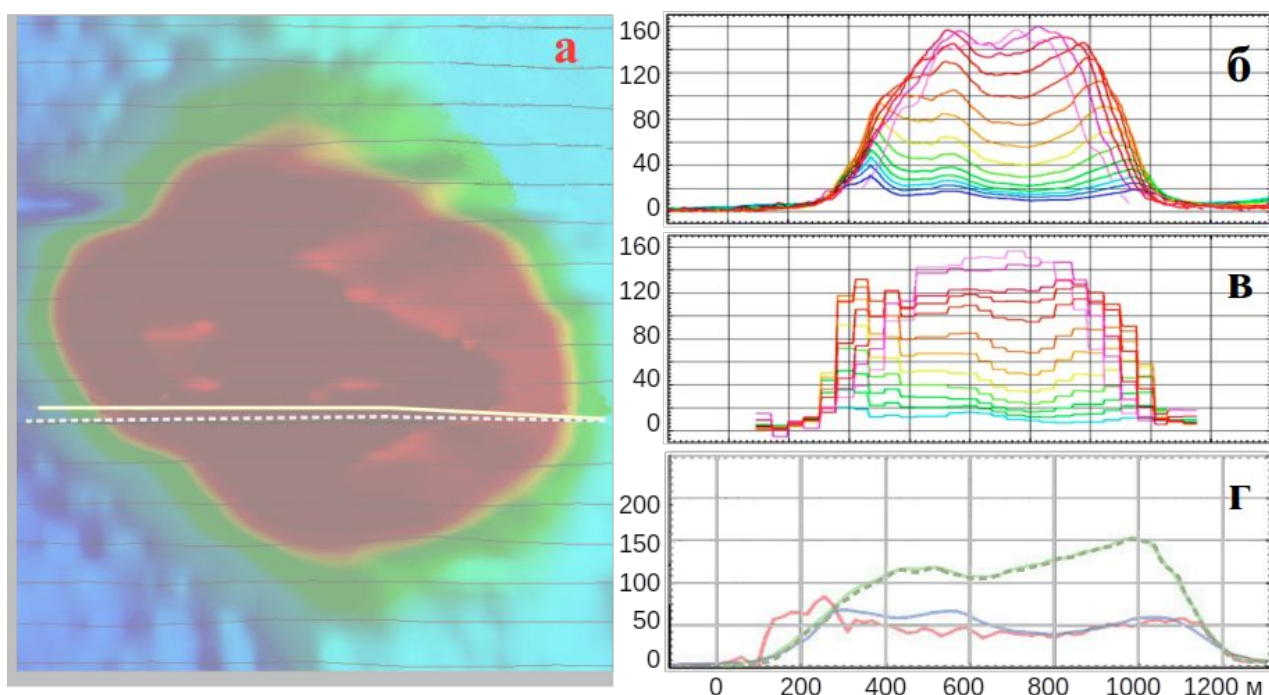


Рисунок 6.15. Значения кажущейся удельной электропроводности (мСм/м) по данным различных электроразведочных систем

На рисунке:

- а) – карта распределений удельной электропроводности (по результатам аэро- съемки комплексом «Экватор»), пунктирная и сплошная линии показывают положение профилей выполненных измерений;
- б) и в) – графики значений кажущихся удельных сопротивлений по временным каналам для аэросистемы «Экватор» и наземной МПП-системой «Цикл» [34];
- г) – графики кажущихся удельных сопротивлений, полученных по частотным данным комплекса «Экватор» и результатом наземных измерений методом дипольного индуктивного профилирования с применением аппаратуры EM34 (Geonix, США) [5].

Сравнение графиков показательно. Хорошо видно, что значения кажущейся удельной электропроводности для разных времен отклика, вычисленных по данным комплекса «Экватор» и наземной аппаратуры «Цикл» (Рис. 6.15- б и 6.15-в), схожи по форме аномалии и практически совпадают по значениям. Некоторое различие объясняется расхождением значений высоты зондирующей

установки над землей.

Графики Рис. 6.15-г весьма наглядно показывают ограниченность квадратурной частотной системы ЕМ34 по сравнению с системой «полного отклика». Верхняя пунктирная линия соответствует значениям кажущейся удельной электропроводности, вычисленным по данным комплекса «Экватор». Хорошо видно, что форма графика вполне соответствует результатам измерений, полученных аппаратурой «Цикл» и комплексом «Экватор» по временным каналам. В то же время графики в нижней части рисунка от этой формы существенно отличаются. Квадратурная система ЕМ34 в средней части профиля определяет зондируемый объект как слабо проводящий, ошибочно принимая проводник за изолятор. Второй график в нижней части – значения удельной электропроводности, вычисленные по данным комплекса «Экватор», но без учета действительной компоненты поля отклика, так, будто бы измерялась только квадратурная компонента. Сходство двух последних графиков очевидно.

### **6.3.3 Комбинированное (частотное и временное) представление результатов зондирования**

В соответствии со схемой, представленной на Рис. 4.11, для системы «Экватор», значащая часть зондирующего спектра которой содержит около ста гармоник, не только возможно, но и весьма целесообразно вычисление временной формы отклика. Заметим, что пересчет во временную форму возможен только при условии получения полного значения спектра поля отклика в частотной форме. Это означает, что сама возможность двойного (частотного и временного) представления геофизически значимой информации в разнесенных системах ЕМ4Н и «Экватор» обеспечена за счет обработки информации в соответствии с общей алгоритмической последовательностью, представленной в разделах 4.2–4.5. В разделе 4.5.1 приведены отграничения, не позволяющие получить форму отклика от чисто ступенчатой формы возбуждения, однако позволяющие

получить таковую при свертке со спектром импульса, спектр которого содержит подходящий набор частот.

На Рис. 6.16-а показано изменение в процессе реального аэросъемочного полета временной формы «Off-Time» – поля отклика в течение съемочного полета общей продолжительностью около часа. Начальный и конечный участки соответствуют полету на большой высоте. Хорошо видно, что на этих участках амплитуда сигналов отклика во всех временных окнах близка к нулю, что свидетельствует о высокой стабильности работы зондирующей системы в целом, обеспеченной за счет использования метода и алгоритма адаптивной коррекции (амплитуда сигналов в окнах накопления (см. Рис. 2.2) показана графиками различных цветов). Рис. 6.16-б – укрупненное отображение фрагмента, указанного стрелкой. В области, отмеченной окружностью, можно наблюдать влияние слоев с высокой удельной электропроводностью, расположенных в глубокой части разреза: значительно увеличивается отклик в поздних временных каналах (нижние кривые), в то время, как ранние каналы демонстрируют даже некоторое его снижение. Это в полной мере отвечает основной концепции интерпретации результатов зондирования по методу переходных процессов.

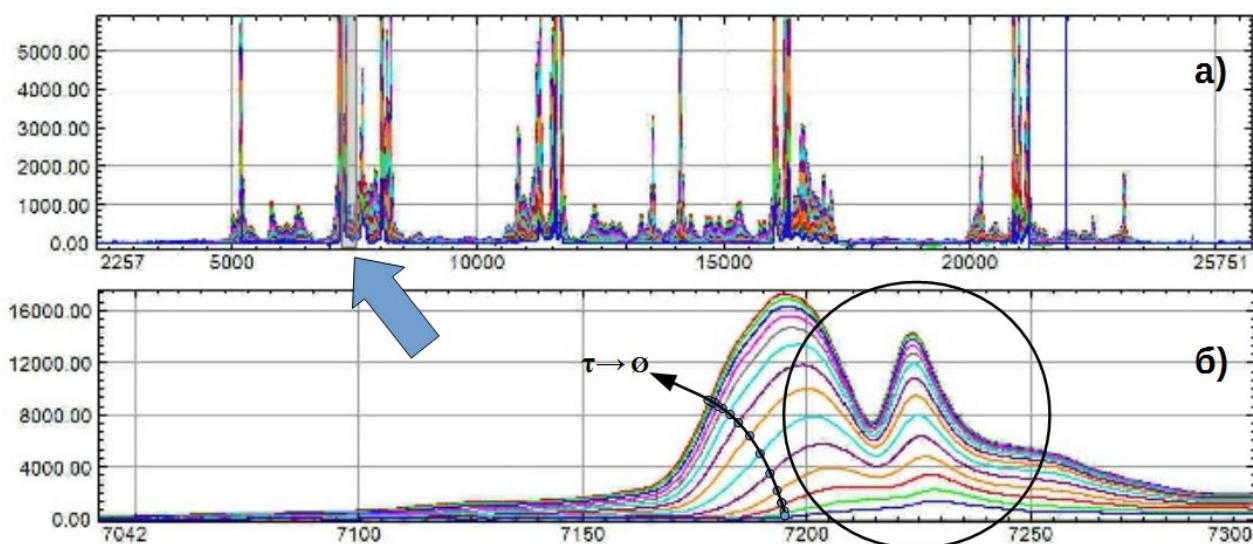


Рисунок 6.16. Изменение поля отклика в процессе полета (временное представление)



### **6.3.4 Примеры успешно решенных геологических задач**

Сколько бы ни были значительны научные и инженерные решения, составляющие основу аэроэлектроразведочных комплексов, эти системы при геофизических исследованиях являются лишь инструментом. Данный раздел кратко представляет результаты работ, проведенных с использованием комплексов ЕМ4Н и «Экватор» с позиций общей значимости для геологической отрасли.

В структуре аэрогеофизического эксперимента с использованием аэроэлектроразведочных систем тесно переплетаются особенности организации процесса зондирования, технические характеристики используемой аппаратуры, технические и эксплуатационные характеристики летательных аппаратов, географические условия района проведения исследований, технологические и логистические ограничения, и многое другое. В свете комплексного подхода к организации аэрогеофизического эксперимента в целом важно в максимальной степени обеспечить общую его технологичность. В ряде случаев проведение работ оказывается не только нерентабельным, но даже невозможным: строение рельефа местности в районе проведения исследований в сочетании с особенностями и требованиями эксплуатации оборудования может сделать невыполнимым производство полетов. С другой стороны, даже при благоприятных условиях выполнения полетов решение задачи исследований может оказаться невозможным по причине недостаточной полноты и точности получаемой информации зондирования. Получается, что комплексная оценка эффективности аэроэлектроразведочных комплексов – это оценка общего технологического потенциала решения различных геофизических задач. Так, обладая даже очень высокой обнаружительной способностью в отношении поиска сплошных сульфидных рудных объектов с высокой электропроводностью, зондирующая система может оказаться неэффективной при исследованиях малоконтрастных в геоэлектрическом отношении приповерхностных структур (грунтовых вод, кимберлитовых трубок и т. п.). Некоторые зондирующие системы при хороших по-

казателях в отношении определения геоэлектрических параметров пространственно протяженных геологических структур оказываются беспомощными при поисках локальных объектов. Во многих аэроэлектроразведочных комплексах высокое качество зондирования обеспечивается за счет снижения эксплуатационных характеристик – скорости движения, эффективного времени работы, расхода горючего, сложных требований к пилотированию и свойствам летательного аппарата-носителя, транспортировке и подготовке комплекса к работе. Значительную сложность представляют работы в горах, труднодоступных районах. При малых размерах исследуемой территории проведение работ в аэроварианте становится нецелесообразным по экономическим соображениям – дешевле и проще оказывается выполнить работу в классическом пешеходном варианте. Наоборот, при проведении исследований регионального масштаба низкие эксплуатационные характеристики комплекса способны негативно повлиять на общую организацию работ – развертывание дополнительных площадок базирования, ограничение протяженности съемочных маршрутов и т. п. Значительно растут затраты календарного времени. В районах короткого полярного дня или сезона дождей проведение работ может оказаться принципиально невозможным.

В свете вышеизложенного при оценке технологического потенциала аэроэлектроразведочных комплексов важно рассмотреть показатели эффективности в широком диапазоне условий и задач. Важны как показатели эффективности зондирования, ибо, сколь бы ни были высоки показатели производительности, решение геофизической задачи невозможно без достаточного качества и геофизической содержательности получаемой информации, так и показатели эффективности использования производственных ресурсов – даже для самых информативных зондирующих систем существует предел рентабельности. Поэтому эффективность систем ЕМ4Н и «Экватор» рассмотрим на примерах решения традиционно актуальных задач с различным набором условий и требо-

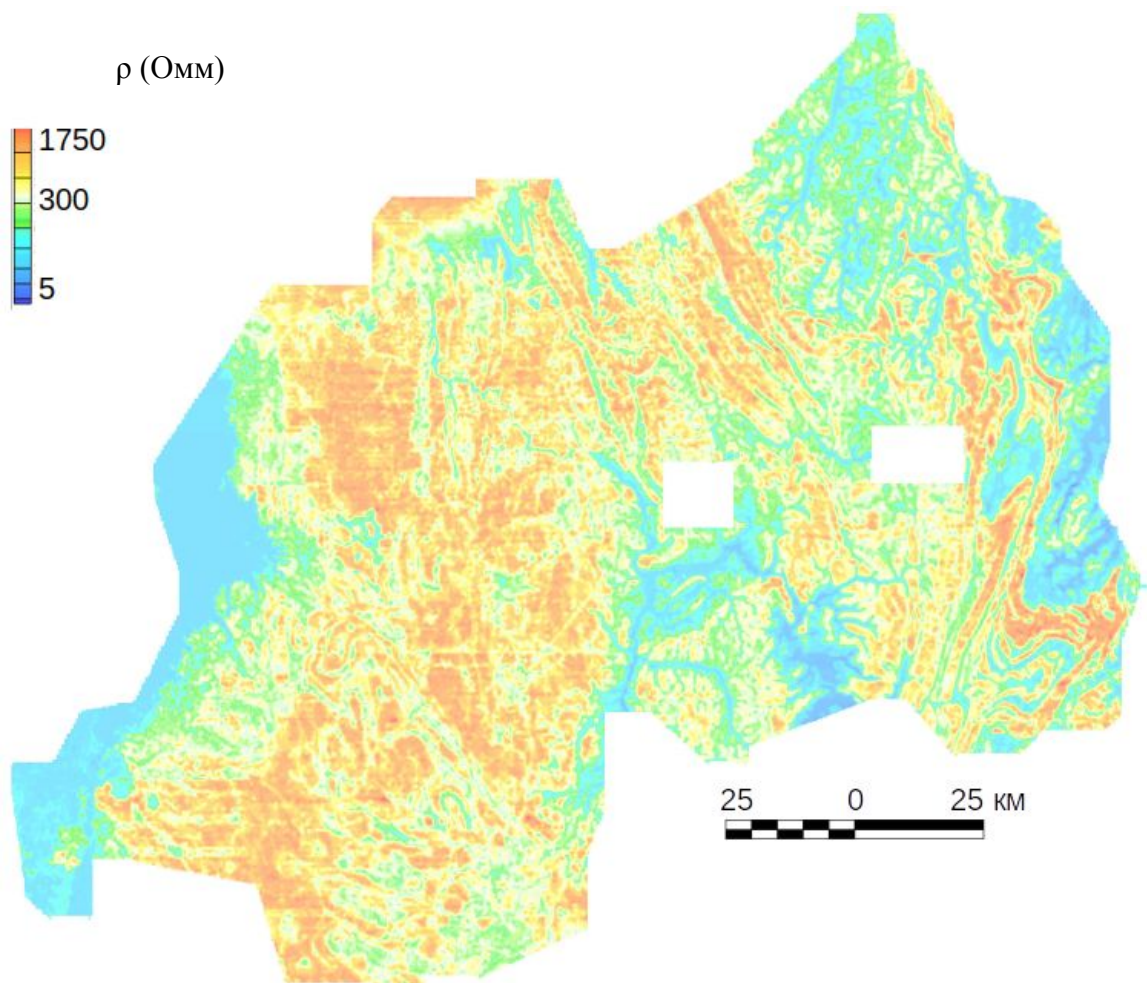
ваний.

### *Геофизическое картирование*

Рис. 6.17 представляет пример решения задачи геофизических исследований на территории значительной площади. На рисунке – одна из 28 карт распределения значений кажущихся удельных сопротивлений, построенных по данным, полученным с использованием комплекса «Экватор» как во временном, так и частотном представлении для всей территории республики Руанда. Такого рода работы, как правило, проводятся в целях уточнения существующих геологических карт, а также определения перспектив поисков различных полезных ископаемых. Здесь важно, что на столь значительной в пространственном отношении территории присутствуют зоны с самым различным геологическим строением и, соответственно, различными геоэлектрическими параметрами зондируемой среды. Из рисунка видно, что данные зондирования позволяют в равной мере детально исследовать распределение электропроводности как в зонах с высоким, так и с низким удельным сопротивлением.

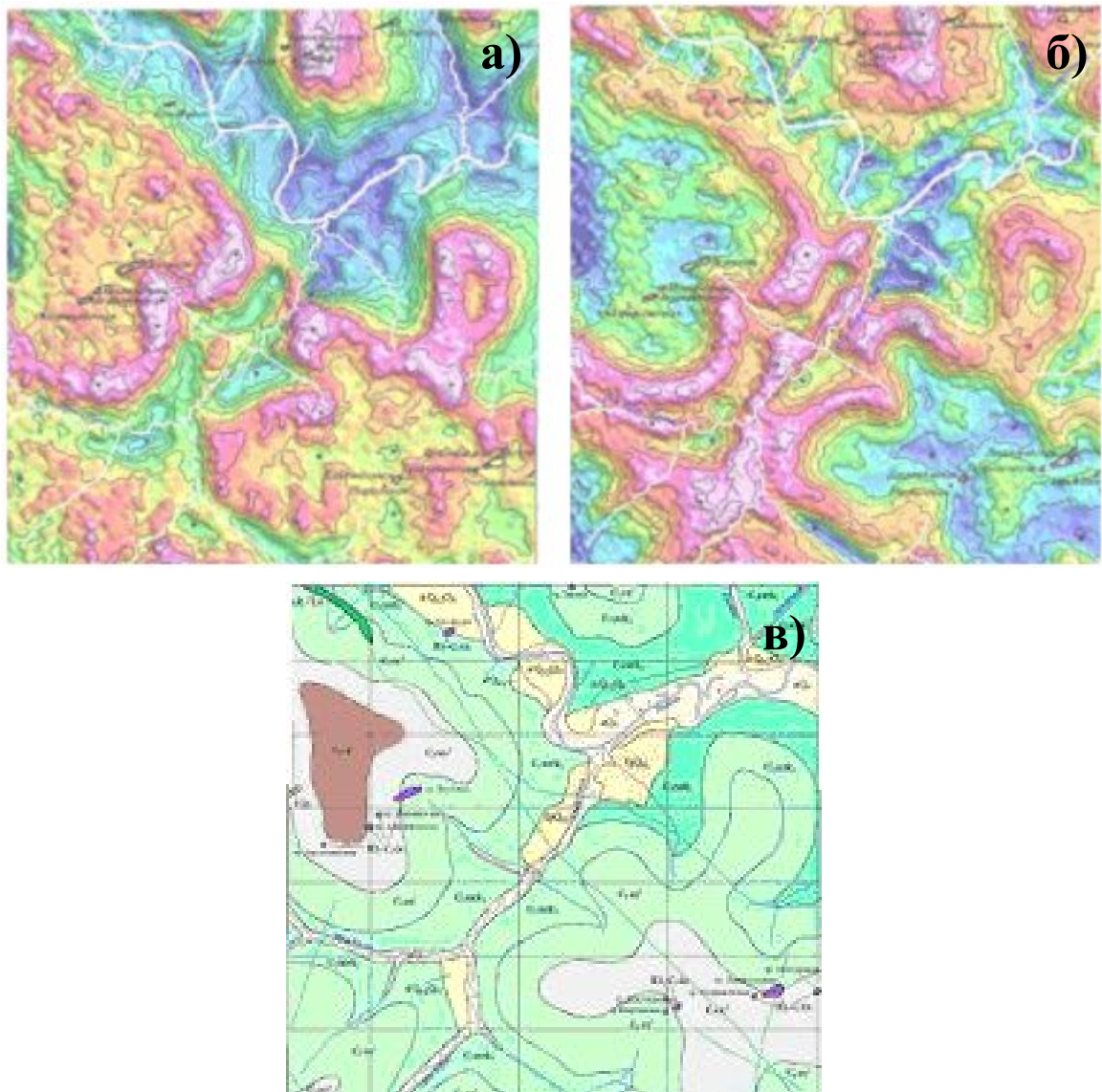
Отдельного внимания заслуживают экономические показатели выполненной работы: покрытие территории исследований более чем 58 000 пог. км. съемочных маршрутов было выполнено за один полевой сезон и потребовало всего 600 летных часов. Средняя производительность работ составила рекордные 97 км за летный час.

По результатам проведенных работ получены существенно важные данные для уточнения геологического строения, намечены участки, перспективные для проведения поисков золота, цветных металлов и других полезных ископаемых.



*Рисунок 6.17. Региональное картирование  
(респ. Руанда, комплекс «Экватор»)*

В решении задач геологического картирования хорошие результаты получены с применением комплекса ЕМ4Н. На Рис. 6.18 приведены карты кажущихся удельных сопротивлений для частот 520 Гц (а) и 2080 Гц (б), полученные по результатам работ в Якутии. На рисунке в) – независимо построенная геологическая карта того же участка местности. Хорошо видно соответствие характерных контуров границ геологических структур.



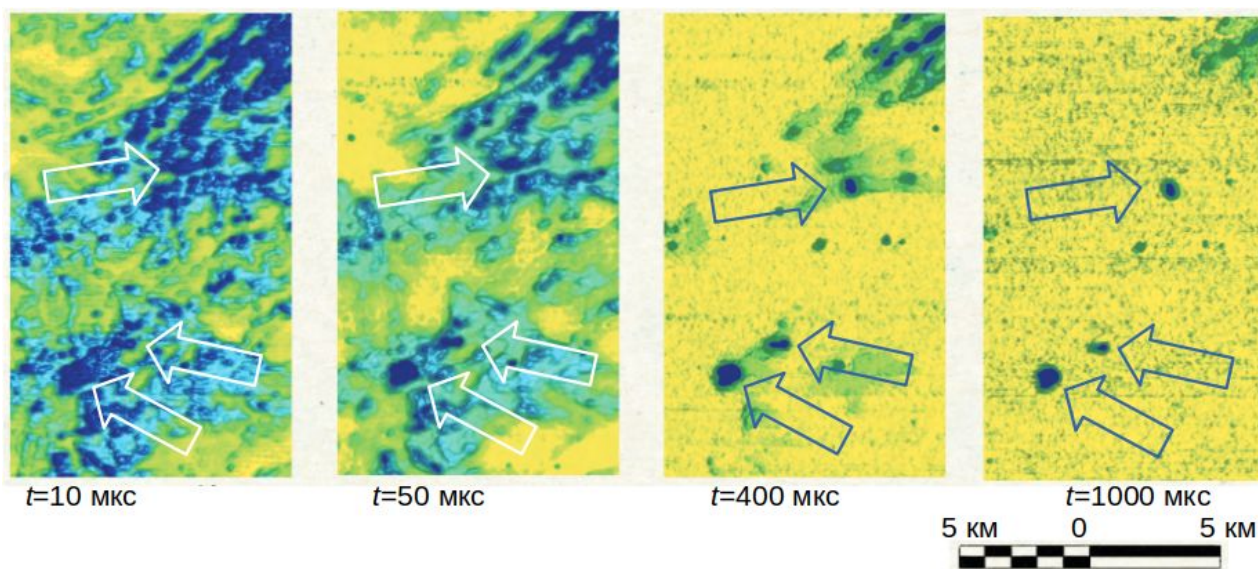
*Рисунок 6.18. Геофизическое картирование  
(Якутия, комплекс ЕМАН)*

### *Поисковые задачи*

В ходе исследований регионального масштаба возможно не только определение зон различного геологического строения, но и решение конкретных поисковых задач в отношении объектов известного типа. Так в ходе работ на площади 2500 кв. км. на территории респ. Ангола с использованием комплекса «Экватор» получен материал, эффективный не только для целей геологического картирования, но и поиска кимберлитовых трубок.

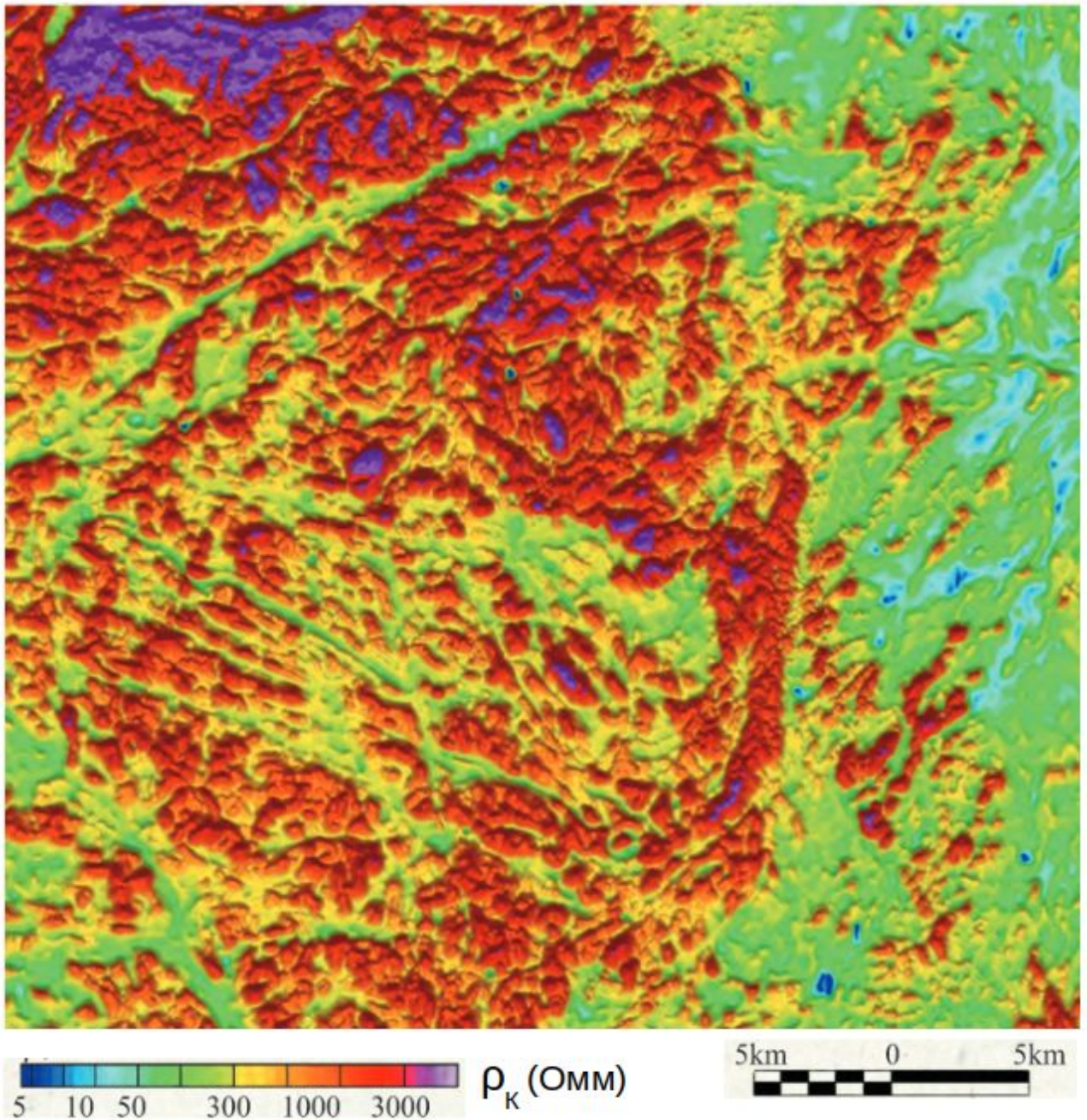


Получение в процессе зондирования данных в классической временной форме представления позволяет непосредственно использовать классические методы поиска высокоэлектропроводных объектов. На Рис. 6.19 показаны карты распределения амплитуд поля отклика ( $dB/dt$ ) на разных временах спада. Из рисунка хорошо видно, как по мере увеличения времени «размывается» и постепенно исчезает влияние поверхностного слоя рыхлых отложений (слабый проводник) и очевидно проявляется влияние погребенных кимберлитовых тел (существенный проводник), что подтверждено данными проведенного бурения. Лишь около 5% заверенных аномалий оказались связанными с объектами иной геологической природы.



*Рисунок 6.19. Выделение проводящих объектов (пример классической интерпретации по методу МПП)*

На Рис. 6.20 приведена карта распределения значений кажущихся удельных сопротивлений для частоты 7000 Гц (частотное представление). На приведенной картинке хорошо видны зоны разрывных нарушений и общее геологическое строение территории, на карте б) стрелками показаны локальные, изометричные в плане объекты высокой электропроводности, по свойствам соответствующие кимберлитовым трубкам. Заверочные буровые работы выявили на данной территории около ста ранее неизвестных кимберлитовых тел.

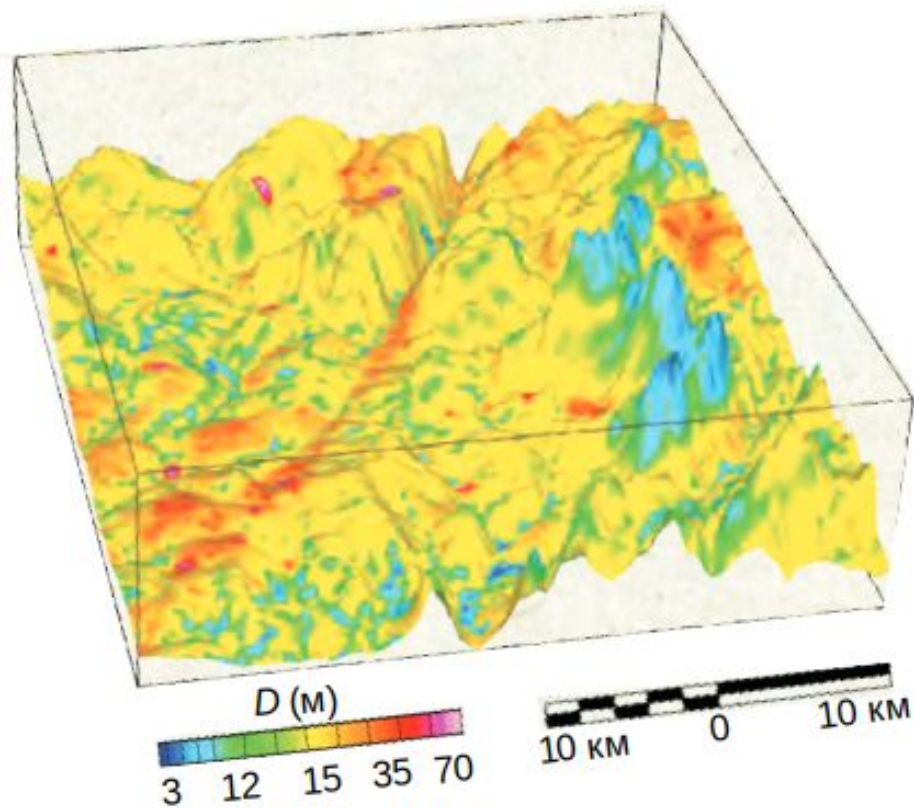


*Рисунок 6.20. Картирование разрывных нарушений  
(респ. Ангола, комплекс «Экватор», частотное представление:  $f=7000$  Гц)*

Рис. 6.21 иллюстрирует решение задачи определения мощности приповерхностного слоя рыхлых геологических отложений. Сопоставление карты распределения этого параметра, полученной с использованием данных комплекса «Экватор», с моделью строения рельефа на исследуемой территории позволяет определить зоны возможного формирования россыпей алмазов, свя-



занных с аккумуляцией геологического материала в процессе переноса. На рисунке различными оттенками серого показано распределение на рельефе возможных таких зон.



*Рисунок 6.21. Оценка мощности рыхлых отложений (респ. Ангола, комплекс «Экватор»)*

#### *Определение детальной структуры геоэлектрического разреза*

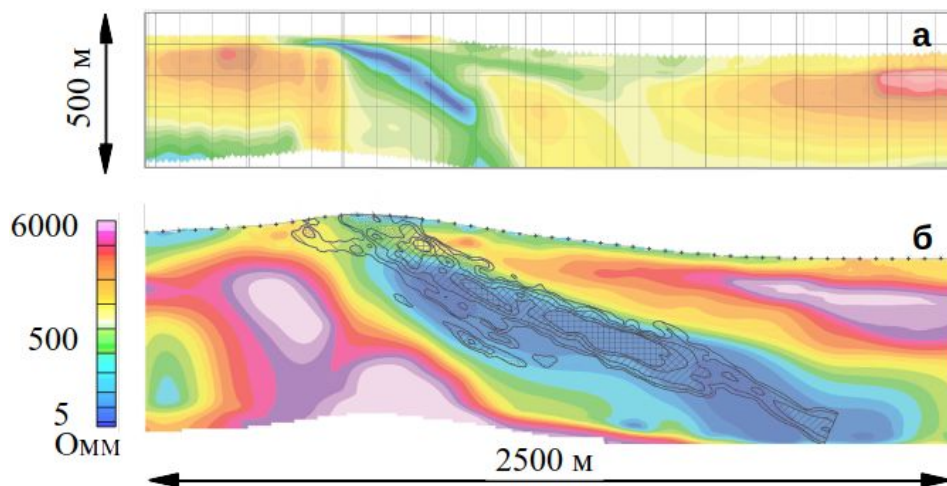
Важной в геологическом отношении задачей является исследование геологического строения с целью уточнения границ пространственного залегания геологических объектов, определения их объемов и оценке связанных с этим экономических перспектив добычи полезных ископаемых. Территория проведения исследований при этом обычно невелика, главным же требованием является предельно детальное исследование пространственной структуры геоэлектрического разреза. Обычно для проведения подобных исследований привлекаются средства и методы наземных электроразведочных измерений. Пример подобных



исследований на известном алмазоносном объекте приведен выше (см. Рис. 6.15).

В наземном варианте проведение электроразведочных исследований обычно оказывается сопряженным со значительными сложностями, связанными с доставкой оборудования и его развертыванием, требуется геодезическая подготовка и разметка точек предстоящего замера. К категории особо сложных относятся работы, при которых строение разреза определяется с использованием разведочного бурения, а электропроводность – методами электрического скважинного каротажа [8].

Весьма перспективным для подобных исследований на опережающей стадии представляется выполнение работ с использованием аэроэлектроразведочных систем. На Рис. 6.22 приведено сопоставление результатов определения структуры геоэлектрического разреза по данным, полученным комплексом «Экватор» (а), и данным скважинного каротажа (б) на известном золоторудном месторождении Сухой Лог [21].



*Рисунок 6.22. Глубинность и детальность зондирования  
а – по данным комплекса «Экватор»  
б – по данным скважинного каротажа*

На рисунке отчетливо видно, что по данным аэроэлектроразведочных измерений с высокой детальностью выделена пространственная область, отли-

чающаяся повышенной электропроводностью, связанная с основной частью месторождения. Рисунок также показывает, что глубинность исследований на данном типе геоэлектрического разреза составляет более 200 м.

*Исследование экстремально низкоомных разрезов*

К разряду особо сложных относятся задачи определения по данным аэроэлектроразведочных измерений структуры геоэлектрического разреза, отличающегося расположением в приповерхностной части экстремально электропроводных протяженных объектов. По отношению к процессу зондирования проводящий слой работает как экран с малой глубиной проникновения поля. Одновременно осложняется задача определения действительных компонент поля отклика с привязкой к низким частотам.

Рис. 6.23 показывает результаты качественной интерпретации результатов зондирования над разрезом, включающим хорошо проводящий объект. Данные получены с использованием системы ЕМ4Н, а в качестве объекта выступает соленое озеро Тус (Хакасия). Приведенные на рисунке графики показывают изменения значений синфазных (а) и квадратурных (б) компонент проекций вектора поля отклика на вертикальную ось для четырех зондирующих частот. Непосредственно над соленым озером значения синфазных (действительных) компонент поля отклика определены на основе вычисленного параметра индуктивного предела с использованием данных относительного позиционирования.

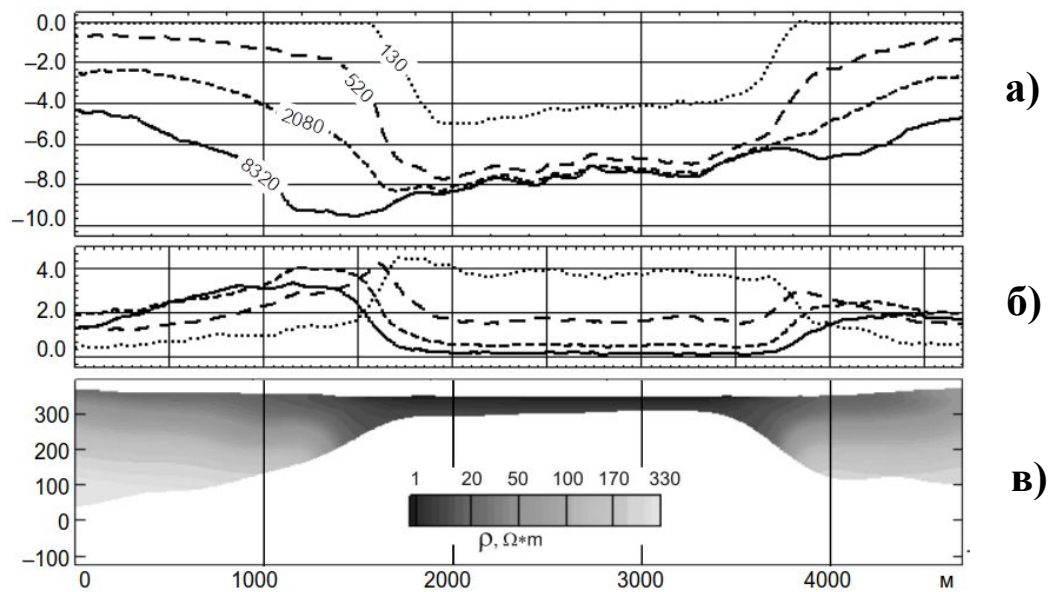


Рисунок 6.23. Определение мощности приповерхностного проводящего слоя

Картина разреза (Рис. 6.23 (в)) показывает распределение кажущихся удельных сопротивлений по глубине. Непосредственно над соленым озером экранирующее влияние приповерхностного проводника столь велико, что не позволяет судить об электропроводности ниже лежащих пород, однако вычисленная мощность проводящего слоя (глубина соленого озера) вполне соответствует батиметрическим данным.

На Рис. 6.24 приведены результаты, полученные с использованием зондирующей системы «Экватор» применительно к задаче определения структуры геоэлектрического разреза прибрежной зоны, существенно минерализованной фильтрацией морской воды (респ. Хорватия). Результаты инверсий, выполненных независимо по частотным данным (а) специалистами ИПУ РАН и по временным – специалистами компании Aarus (Италия – Дания), позволяют с уверенностью полагать, что обе формы представления могут использоваться при проведении исследований в зависимости от предпочтений геофизика-интерпретатора.

Заметим, что возможность интерпретации данных в частотной области во многом определяется качеством работы алгоритма выделения полного отклика.

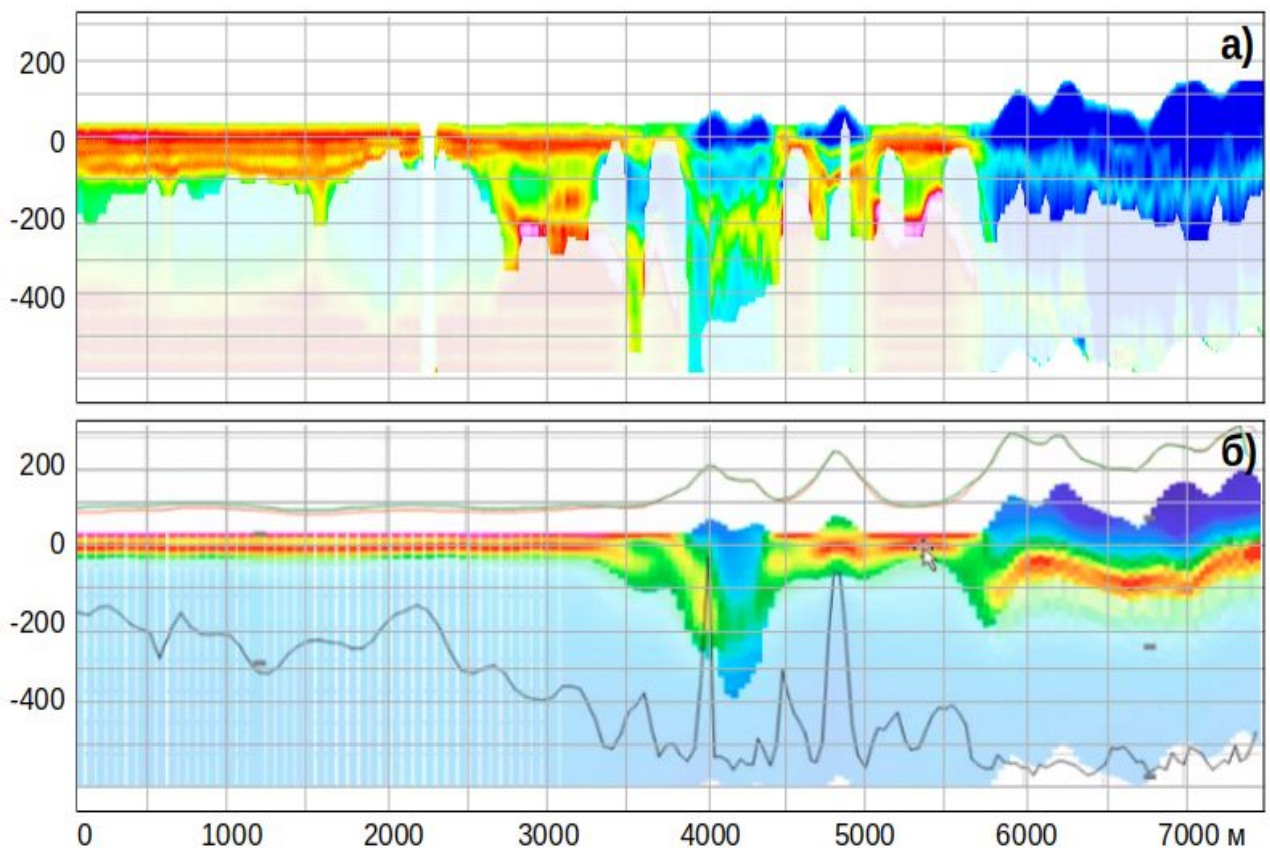


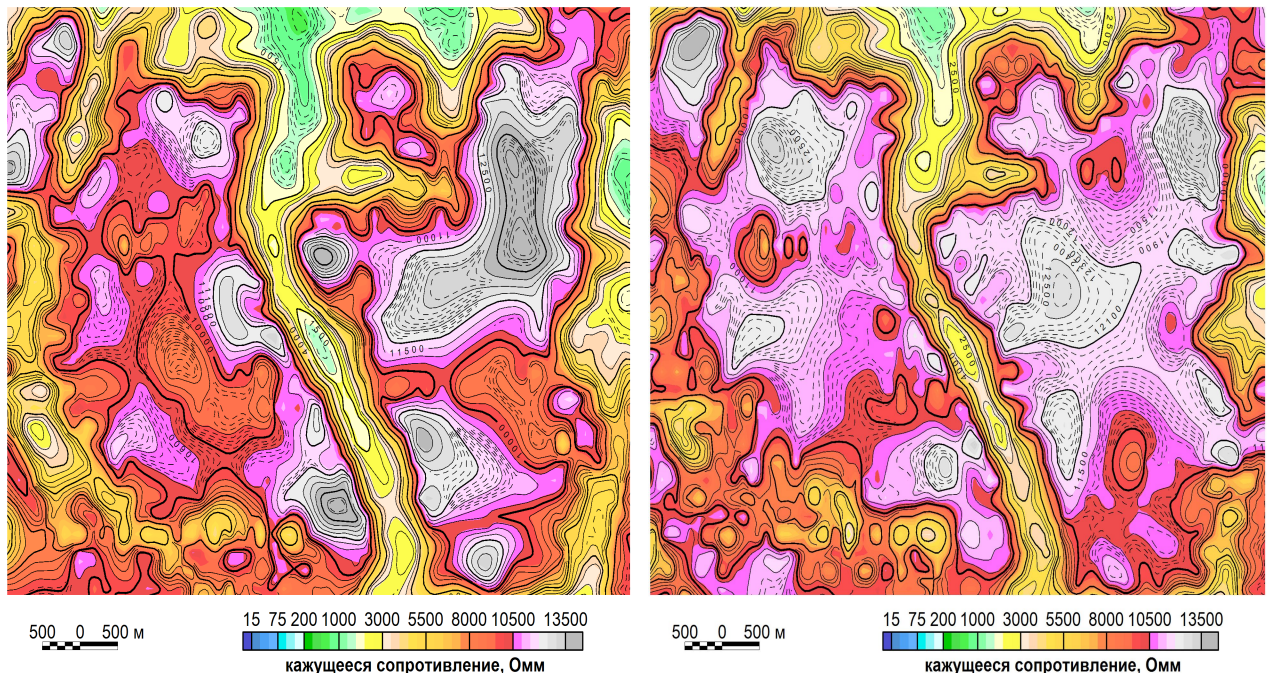
Рисунок 6.24. Определение структуры экстремально проводящих разрезов

#### *Исследование экстремально высокоомных разрезов*

На Рис. 6.25 приведены результаты применения комплекса «Экватор» при геофизических исследованиях территории, сложенной экстремально изолирующими горными породами. На рисунке приведены карты распределений кажущихся удельных сопротивлений, определенных по данным в частотном и временном представлении. На рисунке слева – карта для частоты 7000 Гц (частотное представление), справа – для временного канала 10 мкс (временное представление). Хотя форма изолиний на картах различна (что обусловлено особенностями вычисления картируемого параметра и не является дефектом или ошибкой построения), хорошо видно, что даже при исследованиях разрезов с удельным электрическим сопротивлением в 10–15 кОм·м и очень низких уровнях измеряемых сигналов карты достаточно детально отражают геофизическое строение территории. Таким образом, и на экстремально высокоомных разрезах



возможно использование в процессе интерпретации данных как в частотном, так и временном представлении. Возможность работы в условиях столь высокоомного геоэлектрического разреза при предельно низких значениях амплитуды поля отклика достигнута за счет высокой эффективности примененных методов и алгоритмов, рассмотренных в данной работе.



*Рисунок 6.25. Зондирование на экстремально высокоомном разрезе*

## **Выводы по Главе 6**

В данной главе схематически показаны основные контуры технической реализации аэроэлектроразведочных комплексов EM4Н и «Экватор», функционирование и облик которых в значительной мере определяется комплексным использованием методов и алгоритмов, предложенных в данной работе. Приведены примеры, доказывающие эффективность применения указанных систем.

1) Приведено краткое описание устройства и структуры данных двух аэроэлектроразведочных систем: частотной разнесенной – EM4Н и системы «Экватор» с комбинированным (одновременно частотным и временным) пред-

ставлением геофизически значимой информации. При этом показано применение в комплексах обеих систем алгоритмов, рассмотренных в Главах 2–5.

2) Показана стабильность и точность зондирующей системы при оценке кажущейся постоянной времени спада, на основе данных, полученных с применением алгоритма выделения полного значения поля отклика в двойном (частотном и временном представлении).

3) Сравнение результатов, полученных в аэроэлектроразведочных работах с результатами наземных геофизических исследований, проведенных на известном геологическом объекте, показало взаимное соответствие полученных данных, а также их соответствие свойствам геоэлектрического разреза.

4) Приведены результаты производственного применения аэроэлектроразведочных комплексов ЕМ4Н и «Экватор», доказывающие высокую их эффективность применительно к решению геологических задач по региональному геофизическому картированию, поиску кимберлитовых трубок, оценке мощности рыхлых отложений, детализации структуры геоэлектрического разреза, возможности эффективного проведения исследований в условиях зондирования экстремально низкоомных и экстремально высокоомных сред.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В диссертационной работе разработаны методы и алгоритмы, повышающие эффективность аэроэлектроразведочных систем и комплексов, а именно:

1) На основе системного подхода исследованы базовые принципы функционирования аэроэлектроразведочных установок и основные факторы, влияющие на их поисковую и производственную эффективность, определены пути их совершенствования.

2) Исследованы методы обработки и оценки качества информации, получаемой при зондировании, сформулирован критерий оценки чувствительности аэроэлектроразведочных зондирующих систем различной геометрии к свойствам исследуемой среды.

3) Разработан метод стабилизации параметров зондирующей установки путем непрерывного контроля частотных характеристик зондирующей системы, основанный на дополнении ее структуры системой контролируемых источников эталонного воздействия, предложен алгоритм контроля истинных параметров спектра возбуждающего поля и частотной характеристики приемной системы, последующей адаптивной коррекции результатов зондирования.

4) Разработан метод и алгоритмы, повышающие поисковую эффективность путем контроля условий зондирования за счет определения пространственных и угловых координат приемной системы относительно источника возбуждающего поля на основе измерения параметров электромагнитного поля системы компактно размещенных дипольных излучателей.

5) Разработан метод и алгоритм определения полного значения комплексного вектора поля отклика от проводящей зондируемой среды на фоне непосредственного воздействия на датчики приемной системы первичного зондирующего поля, позволяющий корректно определить спектр и временную

форму поля отклика как над преимущественно изолирующим, так и проводящим разрезом.

6) Разработана структура, схема вычислительной обработки и алгоритмы функционирования разнесенных аэроэлектроразведочных зондирующих систем, обоснован принципиально новый подход к созданию перспективных комбинированных аэроэлектроразведочных систем, реализующих принцип двойного – как частотного, так и временного – представления геофизически значимой информации.

7) Разработаны алгоритмы калибровки разнесенных зондирующих систем, включающие калибровку системы относительного позиционирования.

8) Разработана структура и алгоритмы информационной системы поддержки навигационных режимов аэросъемочных полетов, обеспечивающие повышение точности соответствия движения летательного аппарата-носителя заданным линиям пути и экономию летного времени.

9) На основе разработанных методов и алгоритмов построены две принципиально новые аэроэлектроразведочные системы: ЕМ4Н и «Экватор» (ГеоТехнологии, Россия), в реальных аэросъемочных работах демонстрирующие высокие показатели эффективности как в части полноты и достоверности результатов зондирования, так и в части технологичности, производительности и экономической эффективности применения:

- получена возможность корректного вычисления значений кажущих удельных сопротивлений в широком их диапазоне – от долей до тысяч Ом·м;
- для обеих систем достигнута детальность зондирования по латерали, соответствующая темпу 6,61 измерение в секунду;
- подтверждена возможность использования данных зондирования комплекса «Экватор» для корректного построения модели геоэлектрического разреза до глубины более 250 м;
- для обеих систем достигнута рекордная производительность съемочных



- работ – более 90 пог. км съемочных маршрутов за летный час;
- для системы «Экватор» получена возможность получения корректных данных в широком диапазоне скоростей движения разнесенной установки от 40 до 240 км/час;
  - для обеих систем обеспечены предельно низкие потери летного времени на производство контрольно-настроечных и калибровочных операций (калибровки выполняются в продолжение 2–3 минут при подлете к участку съемки и при возврате на аэродром);
  - достигнута возможность выполнения работ на участках с предельно сложным рельефом местности – с превышениями до 500 м на километр;
  - при выполнении работ с обеими системами обеспечена точность соответствия фактических линий пути заданным на уровне 2–2,5 м.

Результаты, полученные в данной работе – новые методы и алгоритмы, а также технические решения, полученные на их основе – открывают перспективы создания новых аэроэлектроразведочных систем, новых подходов к интерпретации данных низкочастотного индуктивного зондирования, позволяют расширить возможности аэроэлектроразведочных технологий в решении задач инженерных исследований. Отдельные методы, представленные в данной работе, являются универсальными и могут найти успешное применение не только в структурах аэроэлектроразведочных комплексов, но и при решении многих других задач.

## **СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

АЦП – аналого-цифровой преобразователь, преобразование;

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

БПФ – быстрое преобразование Фурье;

ГНСС – глобальная навигационная спутниковая система, то же, что и СНС;

МПП – метод переходных процессов;

ПИД-регулятор – пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор;

СНС – спутниковая навигационная система;

ФЧХ – фазо-частотная характеристика;

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, преобразование;

ЧХ – частотная характеристика, комплексная функция частоты;

ЭДС – электродвижущая сила;

$\delta$ -излучатель – виртуальный источник переменного магнитного поля, вектор дипольного момента которого не зависит от частоты;

LR-виток – замкнутая индуктивно-резистивная электрическая цепь;

ХТЕ – боковое уклонение от заданной линии пути (Cross-Track-Error).

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots \\ A_{21} & A_{22} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots \\ a_{21} & a_{22} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \text{ – матрицы;}$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \text{ – единичная матрица;}$$

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \end{pmatrix} \text{ – вектор-столбец;}$$

$\check{a}, \check{b}$  – скалярные комплексные значения;

$\mathbf{A}^T, \mathbf{b}^T$  – комплексные матрица, вектор;

$(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \mathbf{a}^T \mathbf{b} = a_1 b_1 + a_2 b_2 + \dots$  – скалярное произведение векторов;

$$[\mathbf{a} \times \mathbf{b}] = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ a_x & a_y & a_z \\ b_x & b_y & b_z \end{vmatrix} \text{ – векторное произведение векторов;}$$

$$\mathbf{a} \mathbf{b}^T = \begin{pmatrix} a_1 b_1 & a_1 b_2 & \dots \\ a_2 b_1 & a_2 b_2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \text{ – матрица диадного произведения;}$$

$$\nabla = \left( \frac{\partial}{\partial x_1}, \frac{\partial}{\partial x_2}, \dots \right)^T \text{ – символ-вектор, дифференциальный оператор Гамильтона;}$$

$\mathbf{A}(t, \tau)$  – временная форма представления периодического процесса;

$\check{\mathbf{A}}(t, j\omega)$  – комплексное значение амплитуды (амплитуд компонент вектора);

$\mathbf{H}$  – вектор напряженности (индукции) магнитного поля;

$\mathbf{M}$  – вектор дипольного магнитного момента;

$\mu, \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная проницаемость, магнитная постоянная системы СИ;

$\rho, \sigma$  – удельное электрическое сопротивление, удельная электропроводность;

$\text{Im}(\cdot)$  – мнимая часть комплексного числа, матрицы или вектора;

$\operatorname{Re}(\cdot)$  – вещественная часть комплексного числа, матрицы или вектора;

$\delta_{ij} = \begin{cases} 1: & i = j \\ 0: & i \neq j \end{cases}$  – символ Кронекера.

## ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

### Монографии

- {1} Волковицкий А.К., Гольдин Д.А., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Принципы построения, структуры и алгоритмы аэроэлектроразведочных комплексов: монография в двух частях. Часть 1. Состояние, проблемы и теоретические основы // М.: ИПУ РАН. – 2013. – 142 с.
- {2} Волковицкий А.К., Гольдин Д.А., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Принципы построения, структуры и алгоритмы аэроэлектроразведочных комплексов: монография в двух частях. Часть 2. Пути и методы реализации // М.: ИПУ РАН. – 2013. – 114 с.

### Статьи в журналах из перечня Web of Science/Scopus

- {3} Volkovitsky A.K. Adaptive Algorithm of Quasi-Stationary Periodic Processes Measurements Control // Automation and Remote Control. – 2021. – Vol. 82, – № 3. – С. 516–525.  
Волковицкий А.К. Адаптивный алгоритм управления измерениями квазистационарных периодических процессов // Проблемы управления. – 2019. – № 5. – С. 60–67.
- {4} Pavlov B.V., Volkovitskii A.K., Karshakov E.V. Low Frequency Electromagnetic System of Relative Navigation and Orientation // Gyroscopy and Navigation. – 2010. – Vol. 1, – № 3. – P. 201–208.

### Статьи в рецензируемых журналах

- {5} Каршаков Е.В., Волковицкий А.К., Мойланен Е.В. Аэроэлектроразведочные измерительные комплексы // Автоматизация в промышленности. – 2020. – № 4. – С. 60–64 (1-5).
- {6} Павлов Б.В., Волковицкий А.К. Аэроэлектроразведочные измерительные комплексы и пути повышения их эффективности // Управление большими системами. – 2015. – № 54. – С. 134–165.

- {7} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Высокоразрешающая аэроэлектроразведка в масштабе 1:5000 // Записки Горного института. – 2013. – Т. 200. – С. 19–22.
- {8} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Структура алгоритмов управления проводкой летательного аппарата // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 3 (140). – С. 217–225.
- {9} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Позиционирование подвижных объектов в низкочастотном электромагнитном поле. Ч. 1. Базовый алгоритм относительного позиционирования // Проблемы управления. – 2013. – № 1. – С. 57–62.
- {10} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Позиционирование подвижных объектов в низкочастотном электромагнитном поле. Ч. 2. Особенности технической реализации // Проблемы управления. – 2013. – № 2. – С. 58–64.
- {11} Волковицкий А.К., Вовенко Т.А., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Электромагнитная система относительного позиционирования в аэроэлектроразведочных комплексах // Датчики и системы. – 2013. – № 6. – С. 44–52.
- {12} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Управление проводкой атмосферного летательного аппарата // Вопросы оборонной техники. Серия 9. Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы. – 2012. – Вып. 5(257). – С. 49–56.
- {13} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Новая вертолетная электроразведочная система «Экватор» для аэрометода переходных процессов // Записки Горного института. – 2011. – Т.194. – С. 154–157.
- {14} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Использование синфазной компоненты отклика для низкочастотной аэроэлектроразведочной системы ЕМ-4Н // Записки Горного института. – 2011. – Т. 194. – С. 150–153.

- {15} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Попович В.В. Низкочастотная индуктивная аэроэлектроразведочная система ЕМ-4Н // Записки Горного института. – 2009. – Т. 183. – С. 224–227.

**Доклады из перечня Web of Science|Scopus**

- {16} Kertsman V.M., Moilanen E.V., Podmogov Yu.G. Volkovitskiy A.K. Airborne Electromagnetic System Equator. The Comparison of Geological Information in Electromagnetic Soundings in Time Domain and Frequency Domain // Proceedings of the 15th Conference and Exhibition Engineering and Mining Geophysics 2019. European Association of Geoscientists & Engineers, – 2019. – Volume 2019. – С. 1–10 (836–845).
- {17} Moilanen E.V., Pavlov B.V., Karshakov E.V., Volkovitskiy A.K., Garakoev A.M. Airborne Geophysical Technologies as a Basis for Diamond Field Prognoses in Regional and State Scale // Proceedings of the 12th International Conference "Management of Large-Scale System Development" (MLSD). – Moscow: IEEE, 2019. – С. 1–4.
- {18} Volkovitskiy A.K., Kertsman V.M., Moilanen E.V., Podmogov Yu.G. Different scale complex airborne geophysical survey in the Central African ridge area // Труды 14-й научно-практической конференции «Инженерная и рудная геофизика 2018» (Алматы, Казахстан). – Алматы: The European Association of Geoscientists and Engineers (EAGE), – 2018. – С. 1–9.

**Публикации в сборниках трудов и тезисов конференций**

- {19} Волковицкий А.К. Угловое и пространственное позиционирование в разнесенной аэроэлектроразведочной системе. Материалы 14-й Мультиконференции по проблемам управления (МКПУ-2021). – Ростов-на-Дону – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, – 2021. – Т. 3. – С. 76–77.

- {20} Volkovitskiy A.K., Karshakov E.V., Pavlov B.V. Algorithm of relative electromagnetic positioning // 20th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. – Saint-Petersburg. – 2013. – P. 249–251.
- {21} Karshakov E., Volkovitsky A., Tkhorenko M. Receiver Positioning by Means of EM Field Measurements // Papers of the 13th SAGA Biennial & 6th International AEM Conference AEM-2013. – Mpumalanga, South Africa. – 2013. – P. 4.
- {22} Moilanen E., Karshakov E., Volkovitsky A. Time Domain Helicopter EM System «Equator»: Resolution, Sensitivity, Universality // Papers of the 13th SAGA Biennial & 6th International AEM Conference AEM-2013, Mpumalanga, South Africa. – Mpumalanga, 2013. – P. 4.
- {23} Мойланен Е.В., Волковицкий А.К. Новые возможности квадратурных аэроэлектроразведочных систем // Труды 6-й Всероссийской школы-семинара по электромагнитным зондированиям Земли имени М.Н. Бердичевского и Л.Л. Ваньяна (Новосибирск, 2013). – Новосибирск: Институт вычислительных технологий СО РАН, 2013. – С. 1–4.
- {24} Volkovitsky A., Karshakov E. Airborne EM Systems Variety: What is the Difference? // Papers of the 13th SAGA Biennial & 6th International AEM Conference AEM-2013, Mpumalanga, South Africa. – Mpumalanga, 2013. – P. 4.
- {25} Волковицкий А.К. Методы и средства бортовых электромагнитных измерений // Труды 3-й Всероссийской конференции с международным участием «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения» (УКИ-2012, Москва). – М.: ИПУ РАН, 2012. – С. 416–420 (CD).



- {26} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Особенности обработки сигналов в низкочастотной электромагнитной системе относительного позиционирования // Труды IX международной конференции «Идентификация систем и задачи управления». – М.: ИПУ РАН, 2012. – С. 279–286.
- {27} Волковицкий А.К. Позиционирование подвижных объектов в поле низкочастотного магнитного маяка. Труды XXXVIII Всероссийской конференции «Управление движением морскими судами и специальными аппаратами», пос. Новомихайловский, Краснодарский край. – М.: ИПУ РАН, 2012. – С. 47–53.
- {28} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Измерение относительного положения тел в магнитном поле. // Материалы конференции «Управление в технических, эргатических, организационных и сетевых системах» УТЭОСС-2012, Санкт-Петербург. – СПб, 2012. – С. 642–645.
- {29} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Вовенко Т.А. Возможности вертолетной системы Экватор, реализующей метод переходных процессов // Материалы Всероссийской школы-семинара им. М.Н. Бердичевского и Л.Л. Ваньяна по электромагнитным зондированиям Земли (ЭМЗ-11). – СПб – 2011. – С. 437–440.
- {30} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Задача управления проводкой летательного аппарата // Труды XXXVII Всероссийской конференции «Управление движением корабля и специальных подводных аппаратов», Геленджик. – М.: ИПУ РАН, 2011. – С. 52–58.
- {31} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Эргатическая система управления проводкой летательного аппарата // Материалы 4-й Всероссийской мультikonференции по проблемам управления МКПУ-2011, Таганрог. – Таганрог, 2011. – Т. 2. – С. 36–39.
- {32} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Попович В.В., Трусов А.А. Низкочастотная индуктивная аэроэлектроразведочная система ЕМ-4Н в самолет-

- ном и вертолетном вариантах // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2010. – № 2 (32). – С. 49–52.
- {33} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Новая вертолетная электроразведочная система «Экватор» для метода АМПП // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2010. № 2 (32). – С. 27–29.
- {34} Волковицкий А.К. Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Определение навигационных параметров с использованием электромагнитных источников // Тезисы докладов научно-технической конференции «Системы управления беспилотными космическими и атмосферными летательными аппаратами». – Москва, 2010. – С. 62–63.
- {35} Pavlov B.V., Volkovitskiy A.K., Karshakov E.V. . Low Frequency Electromagnetics System of Relative Navigation and Orientation // 16th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, Saint Petersburg. – Saint-Petersburg. 2009. – P. 236–243.
- {36} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Определение полного вектора отклика в частотных аэроэлектроразведочных системах с нежесткой базой // Труды IV Всероссийской школы-семинара по электромагнитным (ЭМ) зондированиям Земли (ЭМЗ-2009, Москва). – Москва, 2009. – С. 210.
- {37} Волковицкий А.К. Каршаков Е.В., Попович В.В. Компенсация влияния наведенных токов в низкочастотной индуктивной аэроэлектроразведочной системе ЕМ-4Н // Материалы Международной конференции, посвященной 50-летию Института геофизики УрО РАН. – Екатеринбург: ИГФ УрО РАН, 2008. – С. 40–43.
- {38} Volkovitskiy A., Karshakov E., Trusov A. Four Frequency AEM System EM-4H // 5th International Conference on Airborne Electromagnetics AEM – 2008, Haikko Manor, Finland. – Haikko Manor, 2008. – P. 02 – 04.

### **Главы в книгах**

- {39} Smit R., Volkovitskiy A. Airborne Electromagnetic Prospecting Systems // In Kaufman A. Principles of Electromagnetic Methods in Surface Geophysics. – Amsterdam: Elsevier B.V., – 2014. – С. 679–710.

### **Диссертации**

- {40} Волковицкий А.К. Структура и алгоритмы бортовых электромагнитных систем относительного позиционирования. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. по специальности 05.13.01, руководитель: к.ф.-м.н. Е.В. Каршаков. – Москва, 2012. – 115 с.

### **Вклад автора в совместные публикации**

{1}, {2} – исторический очерк, методология и аспекты технической реализации аэроэлектроразведочных систем, идея методов и алгоритмов: относительного позиционирования, проводки летательного аппарата.

{13}, {15}, {16}, {22}, {23}, {29}, {32}, {33}, {37}, {38} – базовые принципы, устройство, алгоритмы аэроэлектроразведочных систем ЕМ4Н и «Экватор».

{5}, {6}, {25}, {39} – принципы технической реализации аэроэлектроразведочных систем, анализ особенностей.

{4}, {9}, {10}, {11}, {19}, {20}, {21}, {26}, {27}, {28}, {34}, {35} – идея и реализация метода и алгоритма относительного позиционирования.

{8}, {12}, {30}, {31} – кинематические схемы, программная реализация алгоритмов проводки летательного аппарата, результаты.

{24}, {39} – обзор и сравнительный анализ аэроэлектроразведочных систем.

{14}, {36} – анализ методов обработки сигналов в аэроэлектроразведочных системах, идея метода и алгоритма адаптивной коррекции, выделения полного отклика.

{7}, {16}, {17}, {18} – аспекты технической реализации, верификация результатов.

## **Публикации по смежным темам**

### **Монографии**

- {1} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Магнитоградиентные измерительные системы и комплексы. Монография в двух томах. Том 1. Принципы измерений и структура магнитоградиентных комплексов. – М.: ИПУ РАН, 2018. – 149 с.
- {2} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю. Магнитоградиентные измерительные системы и комплексы. Монография в двух томах. Том 2. Обработка информации и применение магнитоградиентных комплексов. – М.: ИПУ РАН, 2018. – 135 с.

### **Статьи в журналах из перечня Web of Science/Scopus**

- {3} Volkovitsky A., Karshakov E., Tkhorenko M., Pavlov B.V. Application of Magnetic Gradiometers to Control Magnetic Field of a Moving Object // Automation and Remote Control. – 2020. – Vol. 81, № 2. – С. 333–339.
- {4} Vovenko T.A., Volkovitskiy A.K., Pavlov B.V., Karshakov E.V. The models and structure of onboard measurements of three-dimensional physical fields // Automation and Remote Control. – 2017. – Vol. 78. № 6. – С. 1115–127.

### **Статьи в рецензируемых журналах**

- {5} Волковицкий А.К., Гольдин Д.А., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Структура магнитоградиентных измерительных систем // Датчики и системы. – 2018. – № 8–9. – С. 27–32.
- {6} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Тхоренко М.Ю., Павлов Б.В. Применение магнитоградиентометров для управления магнитным полем подвижного объекта // Проблемы управления. – 2017. – № 2. – С. 68–72.
- {7} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю. Магнитоградиентные измерения в задачах обнаружения // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 2 (175). – С. 169–178.

- {8} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Повышение точности магнитоградиентных измерений на борту летательного аппарата // Вопросы оборонной техники. Серия 9. – М.: ФГУП «НТЦ «Информтехника», 2012. – № 5 (257). – С. 49–56.

**Публикации в сборниках трудов и тезисов конференций**

- {9} Karshakov E.V., Volkovitsky A.K., Pavlov B.V. Navigation in the field of a point magnetic dipole from measurements of the field gradient parameters // Proceedings of the 14th International Conference "Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems" (Pyatnitskiy's Conference) (STAB-2018, Moscow). – М.: IEEE, 2018. – С. 1–3.
- {10} Tkhorenko M., Pavlov B.V., Karshakov E.V., Volkovitsky A.K. On integration of a strapdown inertial navigation system with modern magnetic sensors // Proceedings of the 25th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems (ICINS-2018). – 2018. – P. 1–4.
- {11} Volkovitsky A., Karshakov E., Pavlov B., Tkhorenko M. A Feedback in the Aircraft's Magnetic Field Control Problem // International Conference "Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems" (Pyatnitskiy's Conference) (STAB-2016, Moscow). – 2016. – P. 1–3.
- Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю. Введение обратной связи в задаче управления магнитным полем летательного аппарата // Материалы 13-й Международной конференции «Устойчивость и колебания нелинейных систем управления» (конференция Пятницкого). – М.: ИПУ РАН. – 2016. – С. 101–104.
- {12} Волковицкий А.К., Павлов Б.В., Гольдин Д.А. Магнитоградиентные измерительные системы // Материалы 11-й Международной конференции «Управление развитием крупномасштабных систем» (MLSD'2018, Москва). – М.: ИПУ РАН, 2018. – Том II. – С. 49–52.
- {13} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю. Управле-

- ние магнитным полем подвижного объекта с использованием магнитоградиентометров // Материалы конференции «Управление в морских и аэрокосмических системах» (УМАС-2016, Санкт-Петербург). – СПб.: АО "Концерн "ЦНИИ "Электроприбор", 2016. – С. 119-127.
- {14} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю. Измерения физических полей на борту летательного аппарата при решении навигационных задач // Материалы 7-й Всероссийской мультikonференции по проблемам управления (Санкт-Петербург, 2014). – СПб.: ОАО "Концерн "ЦНИИ Электроприбор", 2014. – С. 232–241.
- {15} Volkovitskiy A.K., Karshakov E.V., Moilanen E.V., Pavlov B.V. Integration Magnetic Gradiometer Correlation-Extremal and Inertial Navigation Systems // Proceedings of the 19th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. – 2012. – С. 182–184.
- {16} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. Измерение относительного положения тел в магнитном поле // Труды 5-й Российской мультikonференции по проблемам управления, конференция «Управление в технических, эргатических, организационных и сетевых системах» (УТЭОСС-2012, Санкт-Петербург). – СПб.: ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электроприбор", 2012. – С. 642–645.
- {17} Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Павлов Б.В. О возможности использования магнитоградиентных измерений в задачах управления движением // Материалы конференции «Управление в технических системах» (УТС-2010). – Санкт-Петербург: ЦНИИ «Электроприбор», 2010. – С. 395-398.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Артамонов Е.И., Балабанов А.В., Касаткин С.И. и др. Система магнитной локации на примере капсулы эндоскопа // Датчики и системы. – 2012. – № 12. – С. 2–5.
2. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин И.П. Основы навигации по физическим полям. – М.: Наука, 1985. – 328 с.
3. Биард Р.У., МакЛэйн Т.У. Малые беспилотные летательные аппараты: теория и практика. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2015. – 312 с.
4. Блох Ю.И., Гаранский Е.М., Доброхотова И.А. и др. Низкочастотная индуктивная электроразведка при поисках и разведке магнитных руд. – М.: Недра, 1986. – 192 с.
5. Бобачев А.А., Большаков Д.К., Модин И.Н., Шевнин В.А. Электроразведка: пособие по электроразведочной практике для студентов геофизических специальностей. Т. II. Малоглубинная электроразведка / Под ред. проф. В.А. Шевнина, доц. А.А. Бобачева, Изд. 2, перераб. и доп. – М.: МГУ, 2013. – 123 с.
6. Большаков В.Д. и др. Справочник геодезиста (в двух книгах), Книга 1, второе издание, переработанное и дополненное / Под редакцией В.Д. Большакова и Г.П. Шевчука. – М.: Недра, 1975. – 1056 с.
7. Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Мойланен Е.В. Новая вертолетная электроразведочная система "Экватор" для метода АМПП // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2010. – № 2 (32). – С. 9–11.
8. Добрынин В.М., Африкян А.Н., Вендельштейн Б.Ю., Резванов Р.А. Геофизические исследования скважин. – М.: РГУ нефти и газа им. И.М. Губкина, 2004. – 400 с.
9. Дубровский И.М., Егоров Б.В., Рябошапка К.П. Справочник по физике. – Киев: Наукова Думка, 1986. – 557 с.

10. Желамский М.В. Первая отечественная система магнитного позиционирования // Датчики и системы. – 2009. – № 1. – С. 2–7.
11. Желамский М.В. Первый отечественный магнитный трекер для целеуказания // Датчики и системы. – 2011. – № 1. – С. 9–15.
12. Желамский М.В. Полное позиционирование подвижных объектов при помощи одной измерительной системы // Авиакосмическое приборостроение. – 2006. – № 8. – С. 9–17.
13. Захаров В.К. Электроразведка методом дипольного индукционного профилирования. – М: Недра, 1975. – 224 с.
14. Инструкция по магниторазведке: Наземная магнитная съемка, аэромагнитная съемка, гидромагнитная съемка. – Л.: Недра, 1981. – 263 с.
15. Инструкция по электроразведке. – Л.: Недра, 1984. – 534 с.
16. Каменецкий Ф.М., Тимофеев В.М., Мамаев В.А. Аэроэлектроразведка методом переходных процессов. – М.: Недра, 1978. – 64 с.
17. Канатников А.Н., Шмагина Е.А. Задача терминального управления движением летательного аппарата // Нелинейная динамика и управление. Сборник статей под ред. С.В. Емельянова, С.К.Коровина. – 2010. – № Вып. 7. – С. 79–94.
18. Каршаков Е.В. Структура и алгоритмы обработки бортовых измерений в аэромагнитных и аэроэлектромагнитных системах: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – М., 2019. – 286 с.
19. Каршаков Е.В. Применение фильтра Калмана для решения обратных задач в аэроэлектроразведке // Труды 14-й научно-практической конференции «Инженерная и рудная геофизика 2018» (Алматы, Казахстан). Алматы: The European Association of Geoscientists and Engineers (EAGE). – 2018. – С. 1-6.
20. Кауфман А.А. Введение в теорию геофизических методов. Часть 2. Электромагнитные поля / Пер. с англ. Ю.А. Дашевского. – М.: "Недра–Бизнесцентр", 2000. – 483 с.



21. Керцман В.М., Мойланен Е.В., Подмогов Ю.Г. Применение аэрогеофизики в зоне Центрально-Африканского разлома, на золоторудных месторождениях в Иркутской области (Сухой Лог, Урях) и в Якутии // Золото и технологии. – 2020. – № 4. – С. 74–80.
22. Ладынин А.В. Физические свойства горных пород: Учебное пособие. – Новосибирск: Новосиб. гос. Ун-т, 2010. – 101 с.
23. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х томах, – Т. 2. – М.: Мир, 1983. – 256 с.
24. Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке. – Киев: Наукова думка, 1976. – 231 с..
25. Мирошник И.В., Шалаев А.Н. Управление траекторным движением автономных роботов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2003. – № 2 (6). – С. 237–242.
26. Модин И.Н., Шевнин В.А. Соответствие данных электроразведки логнормальному закону распределения // Прикладная геофизика. – 1984. – Вып. 109. – С. 75–82.
27. Пацко В.С, Пятко С.Г., Федотов А.А. Трехмерное множество достижимости нелинейной управляемой системы // Известия Академии наук. Теория и системы управления. – 2003. – № 3. – С. 8–16.
28. Петров С.И., Новак В.Д., Тихомиров О.А. Аэроэлектроразведка методом ДИП-А // Разведка и охрана недр. – 2006. – № 5. – С. 38–42.
29. Приказ Минтранса РФ от 17.07.2008 N 108 (ред. От 23.06.2009). Об утверждении Федеральных авиационных правил: Подготовка и выполнение полетов в гражданской авиации Российской Федерации (Зарегистрировано в Минюсте РФ 14.08.2008 N 12119).
30. Наставление по производству полетов в гражданской авиации СССР. – М.: Воздушный транспорт, 1985. – 254 с.

31. Светов Б.С., Мизюк Л.Я., Поджарый В.М. Рудная электроразведка по методике эллиптически поляризованного поля. – М: Недра, 1969. – 136 с.
32. Светов Б.С. Основы геоэлектрики. – М.: Изд-во ЛКИ, 2008. – 656 с.
33. Светов Б.С. Теория, методика и интерпретация материалов низкочастотной индукционной электроразведки. – М.: Недра, 1973. – 254 с.
34. Секачев М.Ю., Балашов Б.П., Саченко Г.В., Вечкапов О.П. и др. Аппаратурный электроразведочный комплекс "ЦИКЛ-7" // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2006. – № 1. – С. 44–46.
35. Серапинас Б.Б. Глобальные системы позиционирования. – М. : ИКФ "Каталог", 2002. – 106 с.
36. Патент №2521890. Способ приведения летательного аппарата к наземному объекту.
37. Тригубович Г.М. , Шевчук С.О., Косарев Н.С., Никитин В.Н. Комплексная технология навигационного и геодезического обеспечения аэроэлектромагнитных исследований // Гироскопия и навигация. Том 25. – 2017. – № 1 (96). – С. 93–107.
38. Тхоренко М.Ю., Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Козлов А.В. Алгоритм позиционирования подвижного объекта в низкочастотном электромагнитном поле // Автоматика и телемеханика. – 2015. – № 11. – 160-173.
39. Уэйт Дж. Р. Геоэлектромагнетизм. – М.: Недра, 1987. – 235 с.
40. Феликс Ж.Т., Каршаков Е.В., Мельников П.В., Ванчугов В.А. Результаты сопоставления данных аэро- и наземных электроразведочных систем, используемых при поисках кимберлитов в республике Ангола // Геофизика. – 2014. – № 4. – С. 17–22.
41. Хэминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Советское радио, 1980. – 224 с.
42. Якубовский Ю.В. Индуктивные методы электроразведки. – М.: Госгеолтехиздат, 1963. – 212 с.

43. Barringer A.R. Historical aspects of airborne electromagnetic development // In Fitterman, D.V., ed. *Developments and Applications of Modern Airborne Electromagnetic Surveys*. – U.S.G.S. Bulletin. – №1925. – 1987. – P. 7– 8 .
44. Bengert B. INCO AEM digitizing; breathing new life into old data // *SEG Annual Meeting Expanded Technical Program Abstracts with Biographies* . – 2002. – P. 508–511.
45. Bryan M.W., Holladay K.W., Bergeron Clyde J. MIM and nonlinear least-squares inversions of AEM data 7. in Barataria basin, Louisiana // *Geophysics*. – 2003. – Vol 68. – № 4. – P. 1126–1131.
46. Davidson J.D. Modified Optimal Control Pilot Model for Computer-aided Design and Analysis // *National Aeronautics and Space Administration, Office of Management, Scientific and Technical Information Program*. – 1992. – 29 p.
47. Davidson S. Electromagnetic induction method and apparatus for locating subterranean electrically conductive bodies // *USA Patent 2652530 A*. – 1948.
48. Duane T., McRuer D., Jex H.R. A Review of Quasi-linear Pilot Models // *IEEE Transactions on Human Factors in Electronics HFE-3*. – 1967. – P. 231–249.
49. Fountain D. Airborne Electromagnetic Systems – 50 Years of Development // *Exploration Geophysics*. – 1998. – № 29 (2). – P. 1–11.
50. Fountain D. 60 Years of Airborne EM – Focus on the Last Decade // *AEM 2008, 5th International Conference on Airborne Electromagnetics*. – Haikko Manor, Finland. – 2008. – P. 4–7.
51. Xian-Zhong Gao, Zhong-Xi Hou, Xiong-Feng Zhu, Jun-Tao Zhang, Xiao-Qian Chen The Shortest Path Planning for Manoeuvres of UAV // *Acta Polytechnica Hungarica*. – Vol.10, – № 1. – P. 221–239.
52. Hess R.A. United Theory for Aircraft Handling Qualities and Adverse Aircraft-Pilot Coupling // *Journal of Guidance, Control and Dynamics*. – 1997. – Vol. 20 – №6. – P. 1141–1148.

53. Hota S., Ghose D. A Modified Dubins Method for Optimal Path Planning of a Miniature Air Vehicle Converging to a Straight Line Path // American Control Conference Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA June 10-12, 2009. – St. Louis, 2009. – P. 2397–2402.
54. Kaufman A.A. A paradox in geoelectromagnetism, and its resolution, demonstrating the equivalence of frequency and transient domain methods // *Geoexploration*. – 1989. – № 25. – P. 287–317.
55. Kaufman A.A., Alekseev D., Oristigio M. Principles of electromagnetic methods in surface geophysics. – Amsterdam: Elsevier, 2014. – 794 p.
56. Kaya C. Markov-Dubins path via optimal control theory // *Computational Optimization and Applications*. – 2017. – № 68. – P. 19–747.
57. Kleinman D.L., Baron S., Levison W.H. An optimal control model of human response. Part 1: Theory and validation // *Automation*. – 1970. – P. 357–368.
58. Legault J.M., Orta M., Kumar H. ZTEM and VTEM Airborne EM Survey Results over PGM-Cu-Ni Targets at EastBull Lake Anorthositic Complex, Massey, Ontario // 12 SAGA Biennial Technical Meeting and Exhibition. – 2011. – P. 5–11.
59. Macadam C. Understanding and Modeling the Human Driver // *Vehicle System Dynamics*. – 2003. – Vol. 40, – № 1–3. – P. 101–134.
60. McRuer D.T., Krendel E.S., Reisener W. Human pilot dynamics in compensatory systems / Wright-Patterson Air Force Base Technical Report, AFFDL-TR-65-15. NASA. – 1965.
61. McRuer, D.T., Krendel, E.S. Mathematical models of human pilot behavior / NASA Technical Report. AGARD-AG-188. – 1974.
62. Ornstein G.N. The Automatic Analog Determination of Human Transfer Function Coefficients // *Medical & Biological Engineering & Computing*. – 1963. – Vol 1, issue 3. – P. 377–387.

63. Palacky G.E., West G.F. Airborne electromagnetic methods // In Nabighian M.N. and Corbett J.D., eds. Electromagnetic methods in applied geophysics, Vol. 2. – Tulsa, 1991. – P. 811–880.
64. Raab F.H. Remote Object Position Locater.- USA Patent 405488, G01S 3/02, The Austin Company, 1977.
65. Shane Mule, Lockwood R. Evolution of TEMPEST: Bird positioning // Papers of the 13th SAGA Biennial and 6th International AEM Conference (Mpumalanga, South Africa, 2013). – Mpumalanga, 2013. – P. 165– 166.
66. Sieberl W.A. The F-400 series quadrature component airborne electromagnetic system // Geoexploration, Vol. 13, Issues 1975. – №1– 4. – 1975. – P. 285– 406.
67. Smith R.S. Tracking the Transmitting-Receiving Offset in Fixed-Wing Transient EM Systems: Methodology and Application // Exploration Geophysics. – 2001. – № 32. – P. 014– 019.
68. Smith R.S., Annan A.P., Gubins A.G. Advances in airborne time-domain EM technology // Proceedings of Exploration. – 1997. – P. 497–504.
69. Spies B.R., Frischknecht F.C. Electromagnetic sounding // In: Electromagnetic Methods in Applied Geophysics. – 1988. – P. 285– 406.

## ПРИЛОЖЕНИЕ. Справки о внедрении результатов работы



ООО «Геотехнологии»  
ИНН 7702390266/ КПП 770201001 Р/с 40702810009000026762  
ФИЛИАЛ ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ПАО БАНКА "ФК ОТКРЫТИЕ"  
Кор. сч. 30101810700000000297, БИК 044525297

141540, п. Поварово, Солнечногорский район,  
Московская обл., ул. Юбилейная, д.21, тел.: +7 499 344 04 24  
[info@geotechnologies-rus.com](mailto:info@geotechnologies-rus.com)

№ 12-15/2022-1 от 07 апреля 2022 г.

**Акт о внедрении результатов диссертационной работы «Методы и алгоритмы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочных измерительных систем и комплексов» на соискание ученой степени доктора технических наук**

**Волковицкого Андрея Кирилловича.**

Результаты диссертационной работы Волковицкого А.К. составляют основу принципа функционирования, аппаратной структуры и методов вычислительной обработки двух серийно выпускаемых аппаратно-программных комплексов:

Частотной аэроэлектроразведки EM4H (в самолетном и вертолетном вариантах);

Универсальной аэроэлектроразведки ЭКВАТОР (с частотным и временным представлением результатов зондирования).

Предложенные методы и алгоритмы применяются для стабилизации работы аппаратуры, компенсации влияния искажающих факторов, определения параметров отклика от зондируемой среды, навигационного обеспечения аэросъемочных полетов.

Указанные методы и алгоритмы позволили значительно повысить эффективность аэроэлектроразведочных исследований как в плане качества получаемой геологической информации, так и в плане производственной эффективности.

Исполняющий обязанности

генерального директора



Ю.Г. Подмогов

## АКТ

### о внедрении результатов диссертационной работы

«Методы и алгоритмы обеспечения эффективности аэроэлектроразведочных измерительных систем и комплексов» на соискание ученой степени доктора технических наук

### Волковицкого Андрея Кирилловича

Результаты диссертационной работы А.К. Волковицкого являются основой применения электроразведочных исследований с использованием зондирующих систем EM4H при выполнении комплексных аэрогеофизических съемок в рамках Государственного задания ФГБУ ВСЕГЕИ с целью геофизического обеспечения региональных геолого-съёмочных работ ГСР-200.

Работы с системой EM4H с 2005 г. ежегодно проводятся на территории России во всех федеральных округах на всех типах авиационных носителей: самолетах АН-2,3, вертолетах МИ-8 и AS350. Электроразведочная система EM4H успешно применяется при решении задач геологического картирования в самых сложных геолого-географических условиях Дальнего Востока, Чукотки и Камчатки, Красноярского Края, Забайкалья, Полярного Урала, респ. Бурятия и др..

Благодаря методам и алгоритмам, предложенным А.К. Волковицким, обеспечивается высокое качество получаемой информации, а также высокая производительность работ. Ежегодный объем аэрогеофизических исследований с использованием аппаратуры EM4H составляет несколько десятков тысяч квадратных километров. Данные, полученные с использованием систем EM4H, позволили выявить перспективные участки для поиска различных полезных ископаемых.

Заместитель генерального директора ФГБУ ВСЕГЕИ  
по региональным геофизическим работам,  
доктор ф.-м. наук

  
С.Н. Кашубин

Подпись руки тов. *Кашубин*  
по месту работы удостоверено  
Зав. Общим Отделом ВСЕГЕИ  
«28» ... 04 ..... 202  
С.-Петербург, В.О., Средний пр., дом 7





Общество с ограниченной ответственностью «Нордголд Менеджмент»  
Россия, 125212 г. Москва, Ленинградское шоссе, д. 39, строение 2  
ОГРН 1097746381820 ИНН 7713688946, КПП 774301001  
Т +7 495 644 44 73 F +7 495 644 4603  
www.nordgold.com

nordgold

Исх. № 35/1 от 18.04. 2022 г.

**Акт о внедрении результатов диссертационной работы  
Волковицкого Андрея Кирилловича  
«Методы и алгоритмы повышения эффективности  
аэроэлектроразведочных измерительных систем и комплексов»  
на соискание ученой степени доктора технических наук**

Методы и алгоритмы, представленные в диссертационной работе Волковицкого А.К. составляют аппаратную, методическую и, в дальнейшем, интерпретационную основу детальных аэрогеофизических работ по поискам золота на лицензионных территориях компании НордГолд.

Использование аэрогеофизического комплекса ЭКВАТОР позволило получить геофизические данные, высокая достоверность, детальность и интерпретационная полнота которых несомненны. В сложных условиях проведения работ на сложном геоэлектрическом разрезе получены убедительные геологические результаты.

Благодаря точности и стабильности работы аппаратуры, а также точности проводки летательного аппарата по съемочным маршрутам при минимуме потерь летного времени достигнуты высокие производственные показатели предложенной Волковицким А.К. технологии аэроэлектроразведочных работ.

Руководитель геологоразведочных  
Проектов ООО «Нордголд-Менеджмент»



Иванов А.С./