ФИЗИКА ЗЕМЛИ, 2026, № 5, с. 210–224

УДК 527.62+519.24

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ НАВЕДЕННОГО ПОЛЯ В АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДКЕ

© 2026 г. А. К. Волковицкий[1, *], Е. В. Каршаков[1, **], Е. А. Третьякова[1, *], М. Ю. Тхоренко[1, ****]**

[1]*Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, г. Москва, Российская Федерация*

**E-mail*: *avolkovitsky@yandex.ru*
***E-mail*: *karshakov@ipu.ru*
****E-mail*: *ekaterina_tretikova@mail.ru*
*****E-mail*: *tkhorenkom@mail.ru*

Поступила в редакцию 17.04.2026 г.
После доработки 04.06.2026 г.
Принята к публикации 08.06.2026 г.

В рамках исследования ставится задача разработки усовершенствованной модели наведенного поля с целью последующей компенсации его влияния на аэроэлектроразведочные данные системы EM4H. Проведен анализ существующих подходов к компенсации наведенного поля. Предложена полиномиальная модель параметров наведенного поля. Введен параметр регуляризации для подбора коэффициентов этой модели. По результатам обработки экспериментальных данных произведена оценка точности различных моделей наведенного поля в задаче его компенсации и показана эффективность полиномиальной модели с регуляризацией.

Ключевые слова: наведенное поле, компенсация, магнитный диполь, аэроэлектроразведка, EM4H

DOI: 10.7868/S3034645226050157

ВВЕДЕНИЕ

Аэроэлектроразведка представляет собой метод аэрогеофизической съемки, предназначенный для изучения распределения удельной электропроводности в приповерхностных слоях земной коры. Реализация метода осуществляется посредством установки специализированного измерительного комплекса на борту летательного аппарата [Рейхерт, 1984; Legault, 2015; Telford, 2004]. Данная технология находит применение в геологоразведочных работах, ориентированных на поиск месторождений алмазов [Феликс, 2014; Persova, 2022], подземных вод [Козак, 2015; Rutherford, 2023], золота [Керцман и др., 2020; Legault et al., 2023], а также других типов полезных ископаемых.

Аэроэлектроразведочный комплекс, как правило, включает источник переменного магнитного поля и датчик (приемник), способный измерять компоненты этого поля (рис. 1). Генерируемое источником поле аппроксимируется полем диполя, характеризуемого вектором дипольного магнитного момента **M**. Под его воздействием в электропроводящей среде возникают вихревые токи, формирующие вторичное поле, являющееся откликом исследуемой среды. Измерение первичного и вторичного полей осуществляется трехкомпонентным индукционным приемником, размещенным в буксируемой гондоле. Пространственное положение приемника относительно источника определяется радиус-вектором **R**. В приведенной на рис. 1 конфигурации аэроэлектроразведочной системы EM4H расстояние от источника до приемника около 40 метров, высота от источника до рельефа также около 40 метров.

Существенной проблемой при обработке данных аэроэлектроразведки является влияние паразитного поля, индуцированного в проводящих элементах буксируемой системы. Откликом от летательного аппарата, расстояние до которого от источника около 70 метров, можно пренебречь. Источник наведенного поля также характеризуется вектором дипольного магнитного момента $\mathbf{\Delta M}$, а его влияние на измерения напряженности обозначим $\mathbf{\Delta H}$ (рис. 1). Амплитуда наведенного поля сопоставима с величиной вторичного поля, что обуславливает необходимость ее компенсации. Для этого проводится процедура компенсации на достаточно большой высоте, где полем отклика от Земли можно пренебречь. Полученные на данном этапе данные используются для внесения поправок в измерения, выполненные на рабочей высоте съемки.

Существуют различные методы компенсации наведенного поля (см. работу [Brodie, Sambridge, 2006]). В данном исследовании рассматривается метод, предполагающий учет изменений вектора $\mathbf{\Delta H}$, обусловленных меняющимися положением и ориентацией передатчика в системе координат приемника [Волковицкий и др., 2009].

Как было сказано, в современных аэроэлектроразведочных системах используется модель поля передатчика как поля точечного диполя. При этом модель наведенного поля рассматривается в форме линейного разложения по определенным измеряемым параметрам [Вовенко и др., 2015]. Однако для новых систем, характеризующихся повышающейся чувствительностью приемника и уменьшающимся расстоянием между передатчиком и приемником [Мойланен, 2022], возникает необходимость усложнения стандартных моделей. В данной статье описан новый подход к решению задачи компенсации. Его эффективность проверяется на данных аэроэлектроразведочной съемки системой EM4H [Волковицкий и др., 2009; Третьякова, Хлюстов, 2025].

КОМПЛЕКСНЫЙ ВЕКТОР ИЗМЕРЕНИЙ

При воздействии первичного поля на исследуемую среду возникают вихревые токи, которые являются источником вторичного поля или, иными словами, полем отклика. Поле измеряется в системе координат, связанной с трехкомпонентным датчиком (приемником). Основная задача обработки данных аэроэлектроразведки — разделение поля источника и поля отклика в измерениях.

Пусть переменное магнитное поле передатчика описывается функцией косинуса частоты ω_i. Тогда в гармоническом приближении первичное поле $\mathbf{H}^P$ во всех точках, в том числе в точке расположения приемника, является косинусом той же частоты, но со своей амплитудой. Иными словами, первичное поле содержит только синфазную с источником компоненту $\mathbf{H}^{PI}$. Вторичное же поле $\mathbf{H}^R$ будет включать в себя как синфазную компоненту $\mathbf{H}^{RI}$ (косинус), так и квадратур-

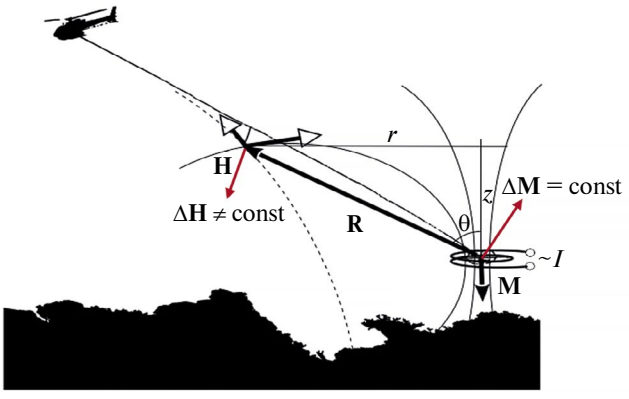


Рис. 1. Аэроэлектроразведка EM4H: **R** — радиус-вектор "источник–приемник"; **M** — вектор магнитного момента возбуждающего диполя; **ΔM** — вектор магнитного момента наведенного поля; **H** – вектор напряженности поля возбуждающего диполя; **ΔH** — вектор напряженности наведенного поля.

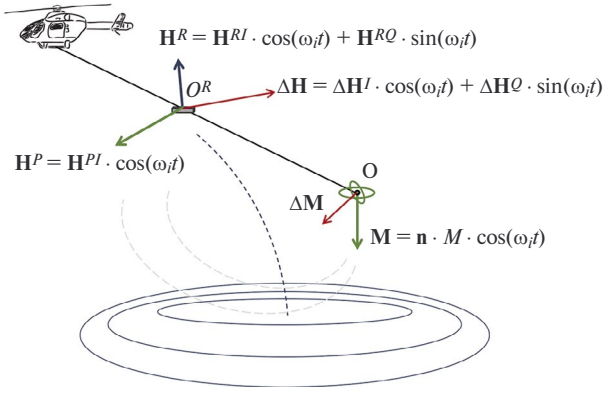


Рис. 2. Комплексный вектор напряженности: $\mathbf{H}^P$ — первичное поле контролируемого источника; $\mathbf{H}^R$ — вторичное поле; $\mathbf{\Delta M}$ — вектор магнитного момента наведённого поля; $\mathbf{\Delta H}$ — вектор напряжённости наведённого поля; **n** — единичный вектор нормали к плоскости петли передатчика; M — модуль вектора дипольного магнитного момента.

ную $\mathbf{H}^{RQ}$ (синус) на соответствующих частотах (рис. 2). Соответственно, если частот несколько, вектор измерений можно представить в комплексной форме:

$$\mathbf{Z}_\omega = (\mathrm{Im}\,\mathbf{H}(\omega_1),...,\mathrm{Im}\,\mathbf{H}(\omega_n), \mathrm{Re}\,\mathbf{H}(\omega_1),...,\mathrm{Re}\,\mathbf{H}(\omega_n)), \quad (1)$$

где $\mathrm{Im}\,\mathbf{H}(\omega_i)$ — квадратурная составляющая поля, выражаемая синусом соответствующей частоты; $\mathrm{Re}\,\mathbf{H}(\omega_i)$ — синфазная составляющая поля, выражаемая косинусом. Действительная часть будет соответствовать синфазной компоненте, а комплексная — квадратурной. Таким образом, квадратурная компонента может быть обусловлена только полем отклика, а синфазная является суперпозицией первичного поля и поля отклика для частоты [Жданов, 1986].

КОМПЕНСАЦИЯ НАВЕДЕННОГО ПОЛЯ С УЧЕТОМ ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ РАДИУС-ВЕКТОРА

Для исключения наведенного поля $\Delta\mathbf{H}$ проводится процедура компенсации, которая заключается в том, что аэроэлектроразведочная система перемещается на большую высоту (около 700 метров), где можно пренебречь откликом от Земли. При таких условиях квадратурная составляющая измерений будет соответствовать наведенному полю, так как единственным источником отклика (квадратурной компоненты) будут проводящие элементы конструкции. На этой высоте летательный аппарат выполняет ряд эволюций, чтобы обеспечить максимальное изменение взаимного расположения передатчика и приемника. Стоит задача получить параметры наведенного поля для дальнейшего учета ее влияния на рабочей высоте съемки.

Пусть источник наведенного поля имеет свой вектор дипольного магнитного момента $\Delta\mathbf{M}$. Характеристики источника наведенного поля можно считать неизменными в силу жесткости конструкции. Влияние наведенного поля на измерения $\Delta\mathbf{H}$ не является постоянным по причине гибкости троса и изменения взаимного расположения передатчика и приемника.

В основе описанного метода компенсации лежит выражение, связывающее измеренное поле, генерируемый момент и некоторый геометрический фактор между ними, в дипольном приближении [Тхоренко и др., 2015]:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{4\pi|\mathbf{R}|^3}\left(3\mathbf{e}_\mathbf{R}\mathbf{e}_\mathbf{R}^\mathrm{T} - I\right)\mathbf{M} = \Omega(\mathbf{R})\mathbf{M}, \quad (2)$$

где $\mathbf{e}_\mathrm{R} = \mathbf{R}/|\mathbf{R}|$ — единичный вектор, задающий направление радиус-вектора $\mathbf{R}$; $\mathbf{I}$ — единичная матрица 3 × 3.

В работе [Вовенко и др., 2015] авторами предполагается, что геометрический фактор сохраняется для наведенного поля:

$$\Delta\mathbf{H} = \Omega(\mathbf{R})\Delta\mathbf{M}. \quad (3)$$

В этом случае его можно выразить через линейную комбинацию известных векторов дипольных моментов контролируемого источника на разных частотах: $\mathbf{M}$ — основной (вертикальный) диполь, $\mathbf{M}_1$ и $\mathbf{M}_2$ вспомогательные диполи, вместе образующие линейно независимую тройку. В этом базисе вектор дипольного магнитного момента наведенного поля будет иметь вид:

$$\Delta\mathbf{M} = k_0\mathbf{M} + k_1\mathbf{M}_1 + k_2\mathbf{M}_2. \quad (4)$$

Применяя (2), (3), можно получить выражение для наведенного поля:

$$\Delta\mathbf{H} = k_0\mathbf{H} + k_1\mathbf{H}_1 + k_2\mathbf{H}_2. \quad (5)$$

В последних исследованиях было доказано, что для компенсации достаточно лишь одного дополнительного диполя [Третьякова, 2023]:

$$\Delta\mathbf{H} = k_0\mathbf{H} + k_1\mathbf{H}_1. \quad (6)$$

Как было отмечено выше, наведенное поле имеет комплексный вид $\Delta\mathbf{H} \in \mathbb{C}^3$. Согласно данному методу компенсации, векторы $\mathbf{H},\mathbf{H}_1$ являются действительными $\in \mathrm{R}^3$, так как получены из синфазной компоненты поля. Таким образом, коэффициенты в выражении (6) являются комплексными и подбираются на этапе компенсации при помощи метода наименьших квадратов (МНК) $k_0, k_1 \in \mathrm{C}^{3\times3}$. Используются матричные коэффициенты, так как они позволяют дополнительно компенсировать погрешности измерений приемника, такие как неортогональность осей чувствительности и неравнозначность масштабных коэффициентов.

Однако с уменьшением расстояния между передатчиком и приемником с 70 до 40 метров была выявлена проблема недокомпенсации наведен-

ного поля. На рис. 3 представлены данные, полученные на этапе компенсации: квадратурная составляющая вертикальной компоненты поля на четырех частотах после компенсации, модуль радиус-вектора между источником и приемником переменного магнитного поля и угол между вектором основного диполя и направлением радиус-вектора. Значения поля представляются в относительных единицах — миллионных долях ppm (*parts per million*) от амплитуды первичного поля.

Можно отметить, что при небольших относительных изменениях модуля радиус-вектора имеются большие изменения угла при определенного вида эволюциях ЛА. Этим изменениям угла соответствуют участки, где линейная модель (5), (6) недостаточна для компенсации. Была поставлена задача разработки усовершенствованной модели наведенного поля.

Проблема заключается в том, что описанный выше метод имеет важное допущение: все векторы дипольных магнитных моментов должны быть совмещены (рис. 4А). На практике соблюсти такие правила сложно с технической точки зрения (рис. 4В). Также не исключено, что наведенное поле представлено множеством распределенных источников (рис. 4Б).

Рассматривались различные варианты решения проблемы, например мультипольное представление источника [Третьякова, Каршаков, 2025]. В этом случае потребовалось решение задачи относительного позиционирования, алгоритмы для которого также были доработаны [Третьякова, 2025]. Однако более эффективным и простым оказалось применение полиномиального разложения наведенного поля, речь о котором пойдет в следующем разделе.

ПОЛИНОМИАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ НАВЕДЕННОГО ПОЛЯ

Рассматривалась возможность улучшения качества компенсации наведенного поля путем перехода к нелинейной модели. По описанной ранее модели (6), его можно представить в виде линейной комбинации (полиномом первой степени) по действительным компонентам векторов поля $\mathbf{H}$, $\mathbf{H}_1$. Тогда в более общем виде:

$$\Delta\mathbf{H} = P_n\left(\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1\right), \qquad (7)$$

где P_n – полином степени n; $\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1$ — измеренные векторы напряженности. Коэффициенты полинома подбираются МНК, где в постановке задачи на высоте проведения компенсации минимизируется квадратурная компонента отклика,

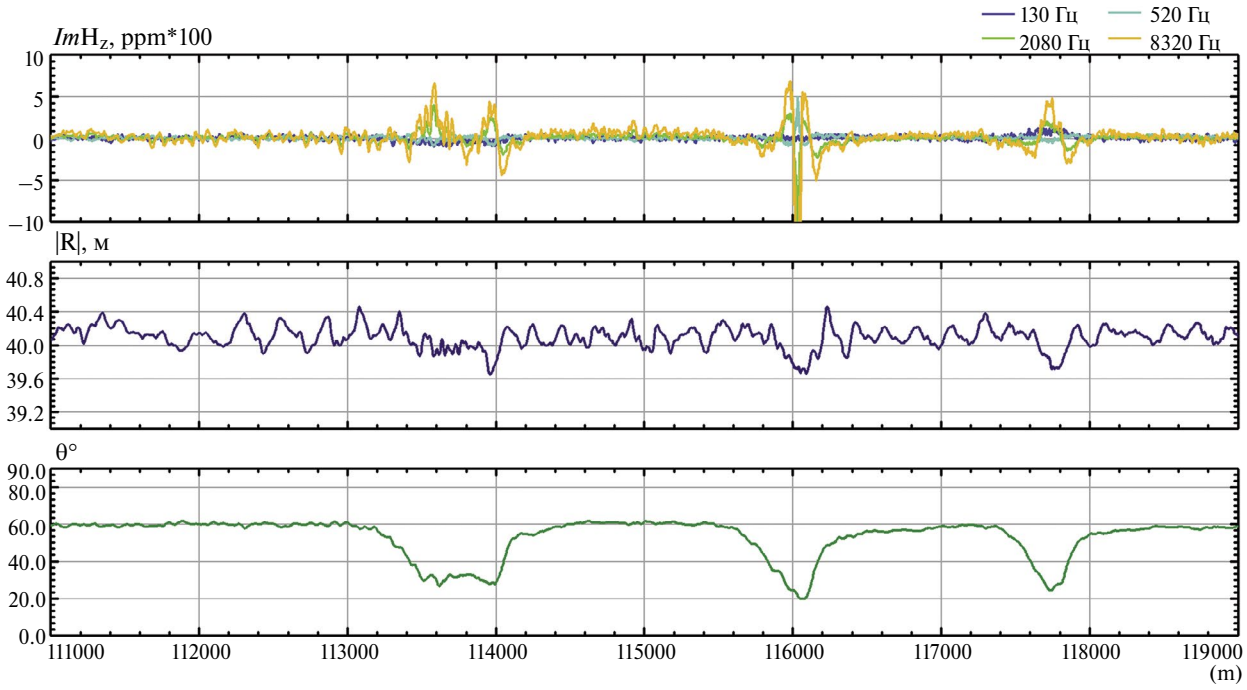


Рис. 3. Квадратурные вертикальные компоненты поля на четырех частотах после компенсации, расстояние передатчик–приемник, угол отклонения радиус-вектора от вертикали.

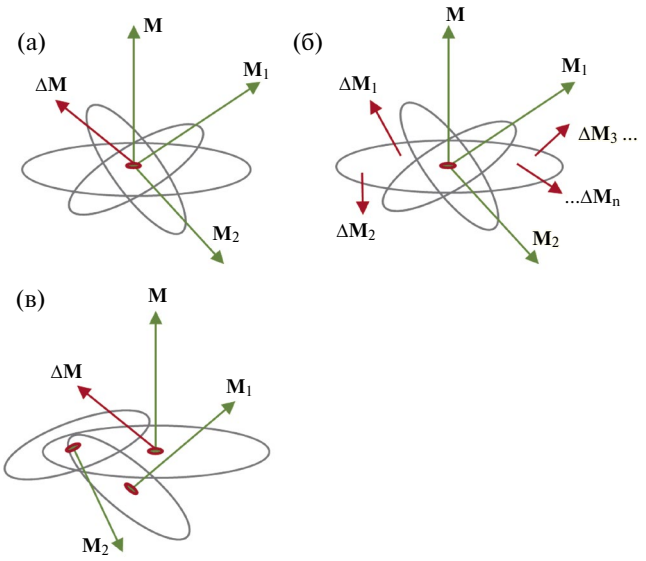


Рис. 4. Схема расположения векторов дипольных магнитных моментов: основного, вспомогательных и наведенного поля.

а синфазная приводится к единому значению, например, измеренному на низкой частоте.

$$\min\left\{\sum_{k=1}^{K}\left\|Im\mathbf{H}-ImP_n(*)\right\|_2\right\},$$

$$\min\left\{\sum_{k=1}^{K}\left\|Re\left(\mathbf{H}-\mathbf{H}_0\right)-ReP_n(*)\right\|_2\right\}. \qquad (8)$$

Очевидно, что с ростом степени полинома количество параметров в модели (8) растет. Если линейная модель (6) содержит 18 комплексных коэффициентов (две матрицы 3 × 3), то полином второй степени даст уже 81 коэффициент, а полином третей степени — 249 коэффициентов. При этом набор измерений, из которых необходимо оценить данные коэффициенты, один и тот же. При таком большом наборе неизвестных параметров задача их определения может оказаться плохо обусловленной, и избыточные коэффициенты будут компенсировать не только наведенное поле, но и собственные шумы измерительной системы или какие-то глобальные внешние возмущения. Поэтому необходимо предусмотреть возможность введения регуляризации. Воспользуемся методом регуляризации Тихонова [Тихонов и др., 1990].

Идея заключается в добавлении в выражениях (8) дополнительного ограничения на коэффициенты полинома. Пусть вектор $\mathbf{p} = \{p_0, p_1, \ldots,\}$ представляет собой набор коэффициентов полинома. Добавим к минимизируемому функционалу слагаемое вида:

$$\min\left\{\sum_{k=1}^{K}\left\|Im\mathbf{H}-ImP_n(*)\right\|_2+\alpha\sum_{j=1}^{m}p_j^2\right\},$$

$$\min\left\{\sum_{k=1}^{K}\left\|Re\left(\mathbf{H}-\mathbf{H}_0\right)-ReP_n(*)\right\|_2+\alpha\sum_{j=1}^{m}p_j^2\right\}, \qquad (9)$$

где α — параметр регуляризации, определяющий, насколько сильно ограничивается величина коэффициентов. Для подбора параметра регуляризации α воспользуемся идеей, предложенной в работе [Тихонов и др., 1990]. Согласно этой идее, пороговое значение для невязки задается на уровне собственного шума датчика. Если невязка больше шума — мы получаем недокомпенсацию, если меньше — перекомпенсацию.

Также важно отметить, что предложенная модель (7), основанная на полиномиальном разложении наведенного поля, имеет геометрические ограничения. Пусть диполь наведенного поля смещен в точку *O'* по отношению к началу координат, в котором расположены основной и дополнительный диполи (рис. 5).

Расстояние между началом координат и смещенным диполем обозначим l, новый радиус-вектор $\mathbf{R}'$. Тогда выражение для радиус-вектора:

$$\frac{1}{\left|\mathbf{R}'\right|^3}=\sum_{n=2}^{\infty}\frac{n(n-1)}{2}\frac{l^{n-2}}{\left|\mathbf{R}\right|^{n+1}}. \qquad (10)$$

Зависимость (2) в этом случае будет иметь вид:

$$\mathbf{H}'=\frac{1}{4\pi}\left(\sum_{n=2}^{\infty}\frac{n(n-1)}{2}\frac{l^{n-2}}{\left|\mathbf{R}\right|^{n+1}}\right)\left(3\mathbf{e}_\mathbf{R}\mathbf{e}_\mathbf{R}^{\mathrm{T}}-I\right)\mathbf{M}. \qquad (11)$$

Ряд для поля содержит все степени величины $1/|\mathbf{R}|$, начиная с третьей. При этом выражение для поля точечного диполя содержит только третью степень — $1/|\mathbf{R}|^3$. Таким образом, любые выражения, содержащие целые положительные степени компонент вектора индукции магнитного поля точечного магнитного диполя, будут содержать только степени вида $3n$, $n \in Z$, вели-

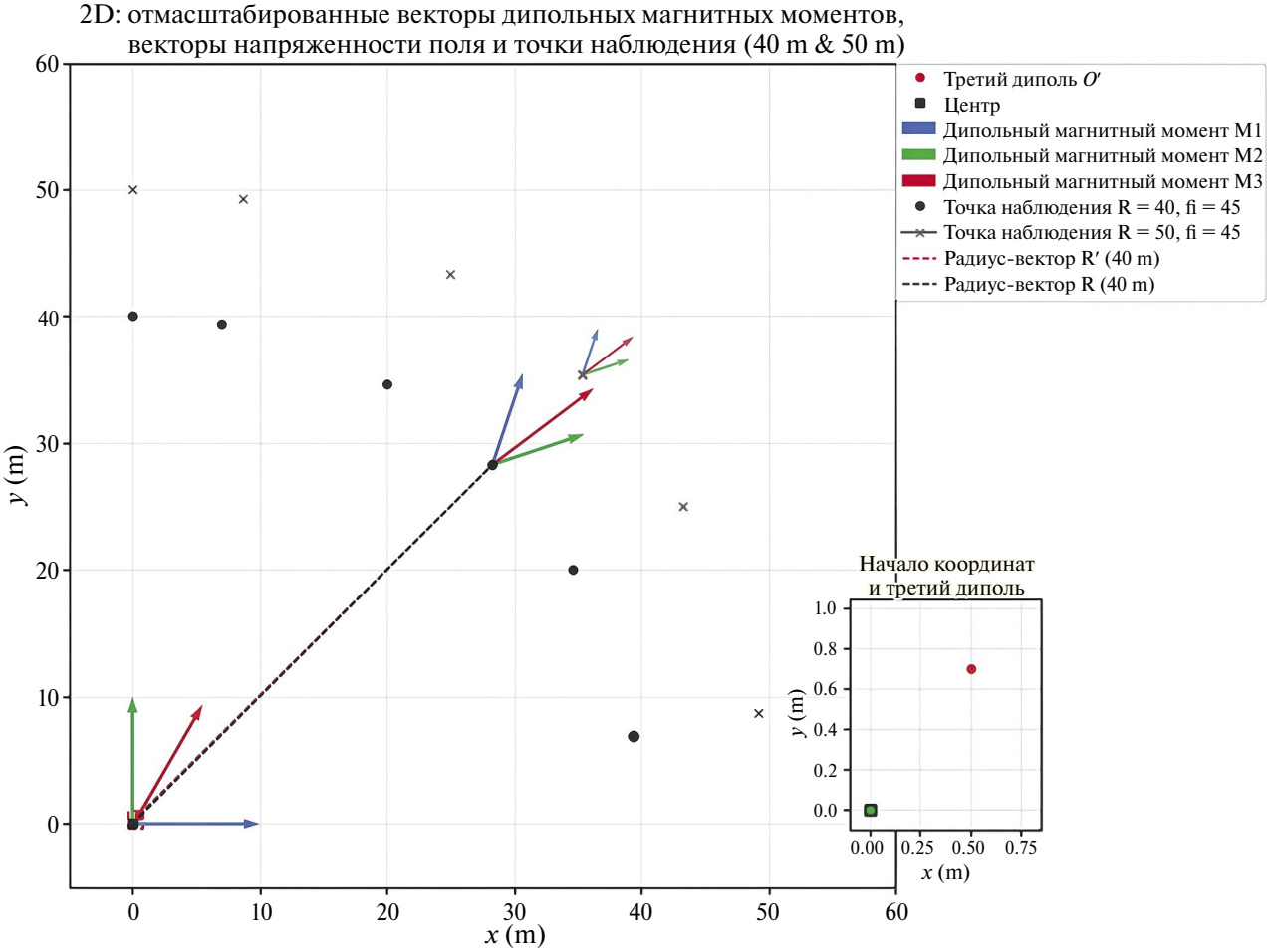


Рис. 5. Схема установки со смещенным дипольным магнитным моментом.

чины $1/|\mathbf{R}|$. Иными словами, в этом разложении будут отсутствовать степени 4, 5, 7 и так далее, имеющиеся в выражении для $\mathbf{H}'$.

При наборе измерений на фиксированном радиусе $|\mathbf{R}| = \text{const}$ и разных углах кубическое приближение выдает заметно меньшую ошибку по сравнению с линейным (рис. 6). Стоит также отметить, что в точках, отвечающих большому значению угла между основным диполем и радиус-вектором, линейный алгоритм действительно дает результаты хуже, чем в центральной части, что соответствует реальным данным, показанным на рис. 3.

Однако при расширении набора измерений за счет дополнительных измерений на расстоянии 50 метров от источника переменного магнитного поля результаты для полиномиальной модели заметно ухудшаются, хотя и остаются лучше линейного приближения (рис. 7).

В табл. 1 приведены среднеквадратические отклонения (СКО) и средние значения ошибок моделирования для линейной и кубической моделей наведенного поля для разных наборов данных. Можно отметить, что при постоянном радиусе кубический алгоритм показывает результаты на порядок лучше, чем линейный алгоритм. Однако при расширении набора измерений погрешности линейного и кубического приближений становятся соизмеримы.

Подводя итог, можно отметить, что при фиксированном $|\mathbf{R}|$, что, в целом, соответствует действительной конфигурации аэроэлектроразведочной системы EM4H, поскольку буксировочный трос в полете всегда натянут, алгоритм будет работать. Но если, например, источник и приемник переменного магнитного поля будут разнесены на разные носители, расстояние между которыми будет меняться значительно, модель перестанет быть адекватной.

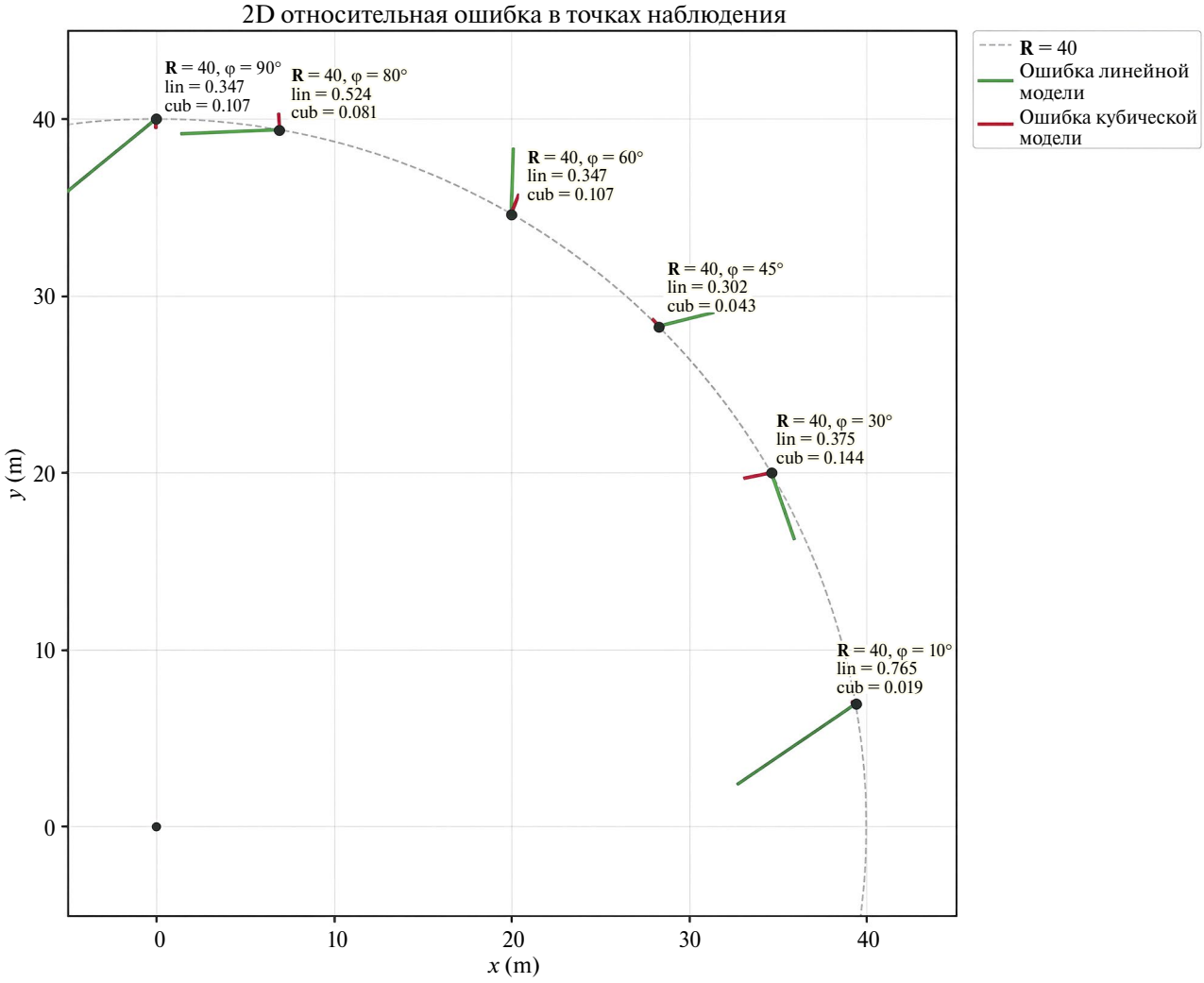


Рис. 6. Изменения величины относительной ошибки линейного и кубического приближений в зависимости от точек наблюдения вдоль фиксированного радиуса $|\mathbf{R}| = 40$.

ПРИМЕР ОБРАБОТКИ ДАННЫХ АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДОЧНОЙ СИСТЕМЫ ЕМ4Н

Анализировались квадратурные и синфазные компоненты вертикальной составляющей поля по разным частотам (130 Гц, 520 Гц, 2080 Гц, 8320 Гц).

С повышением порядка полинома для разложения наведенного поля повышается качество компенсации. Полиномиальное разложение третьей степени справляется с проблемой недокомпенсации. Те же результаты, но в числах, приведены в табл. 2.

При переходе на полином третьего порядка в разложении наведенного поля наблюдается улучшение СКО и для квадратурной, и для синфазной компонент.

Как было описано выше, на этапе компенсации подбираются коэффициенты для ввода поправок на высоте съемки. Проводился анализ откликов на рабочей высоте без поправки (рис. 10а) и с введенной поправкой, коэффициенты для которой были получены в линейном (рис. 10б) и кубическом (рис. 10в) приближениях.

На рис. 10 в можно видеть искажения на интервале 30000-31000 м на всех частотах, хотя в зоне калибровки кубическая модель достаточно точно описывает высокоамплитудную помеху в районе отсчета 3000 на рис. 8, рис. 9. Поэтому на этапе подбора коэффициентов был введен параметр регуляризации (9).

На рис. 11 представлены невязки, рассчитанные на каждой частоте в зоне компенсации

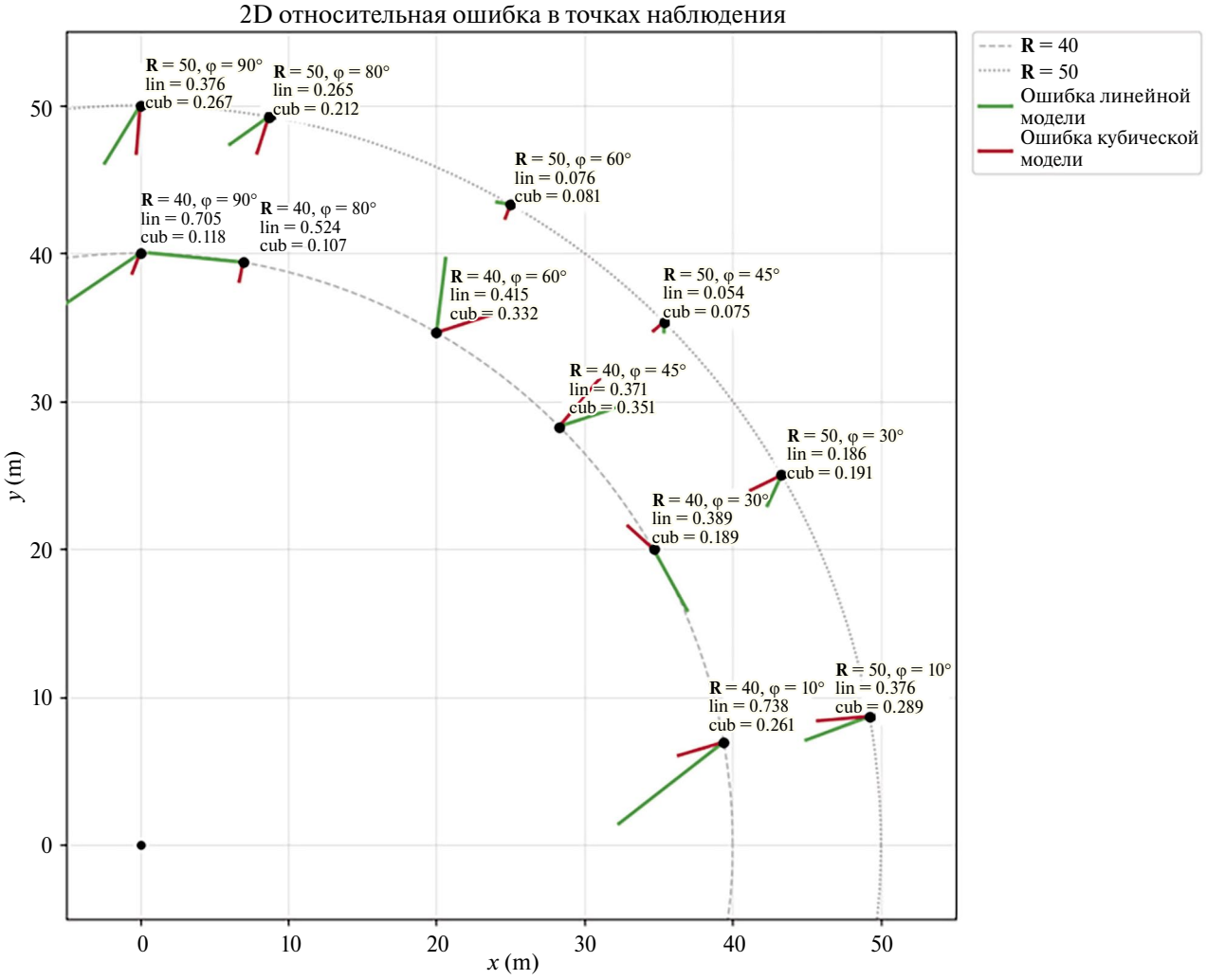


Рис. 7. Изменения величины относительной ошибки линейного и кубического приближений в зависимости от набора точек наблюдения на разных радиусах.

Таблица 1. Сравнение СКО ошибки линейного и кубического разложения при наборе измерений на фиксированном $\mathbf{R}_1 = 40$ и при изменяющемся $\mathbf{R}_1 = 40$ м и $\mathbf{R}_2 = 50$ м (СКО/среднее)

	Линейный полином, ppm*100	Кубический полином, ppm*100
$\mathbf{R}_1$	0.507 / 0.184	0.042 / 0.073
$\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2$	0.205 / 0.373	0.092 / 0.206

в зависимости от значения параметра регуляризации. Значения параметра α выбирались в соответствии с имеющимися оценками шумов приемника на каждой частоте.

На рис. 12 сверху вниз представлено сравнение остаточной помехи на этапе калибровки после линейной компенсации (рис. 12а), полиномом кубической степени: без регуляризации (рис. 12б), с оптимальным параметром α (рис. 12в) и с параметром $\alpha = 1$ (рис. 12г). Видно, что введение параметра регуляризации приводит к компенсации лучшей, чем линейный полином, но оставляет более амплитудную помеху, чем кубический.

На рис. 13 сверху вниз представлено сравнение полученных откликов на рабочей высоте после линейной компенсации (рис. 13а), полиномом кубической степени: без регуляризации (рис. 13б), с оптимальным параметром α (рис. 13в) и с параметром $\alpha = 1$ (рис. 13г).

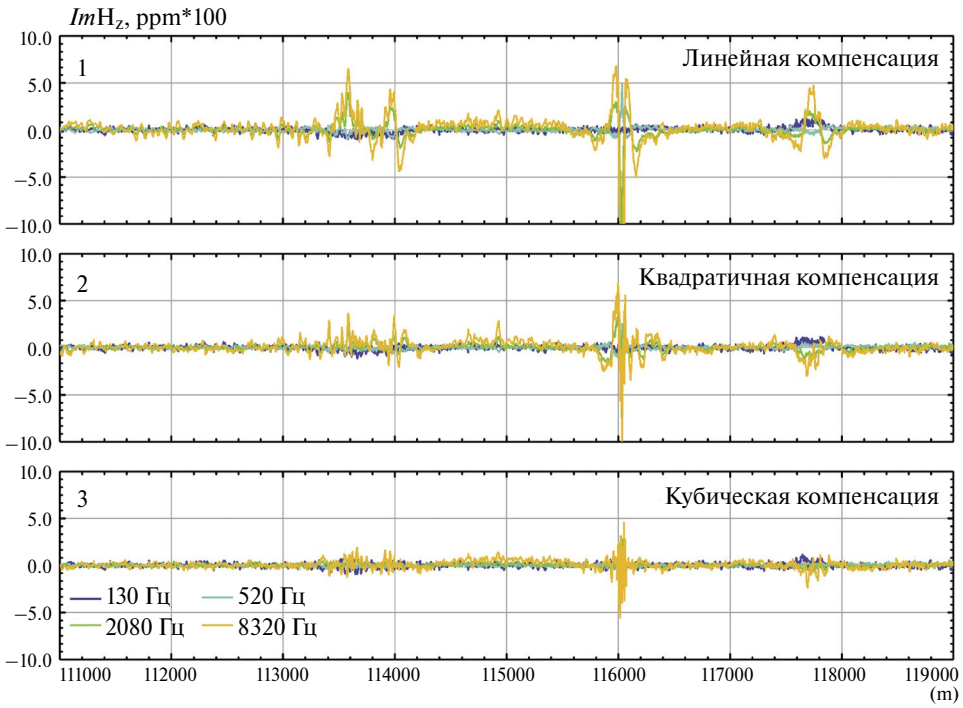


Рис. 8. Квадратурная компонента поля после компенсации на разных частотах: 1 — первый порядок; 2 — второй порядок; 3 — третий порядок.

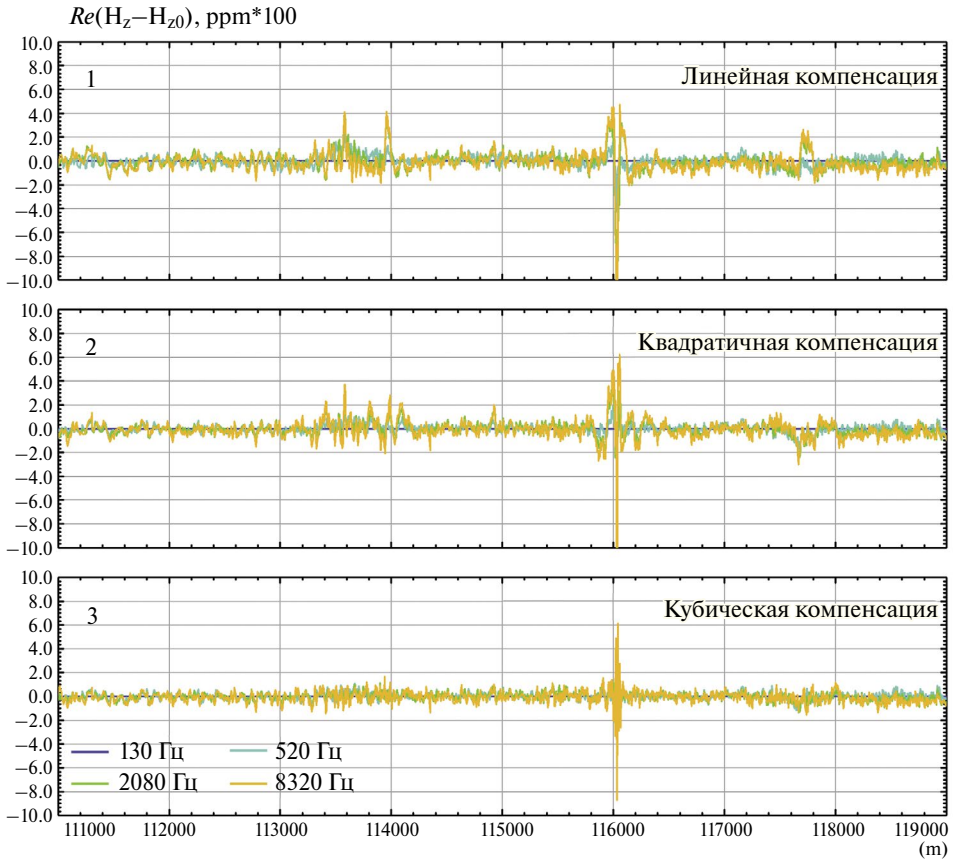


Рис. 9. Синфазная компонента поля после компенсации на разных частотах: 1 — первый порядок; 2 — второй порядок; 3 — третий порядок.

Таблица 2. Сравнение СКО квадратурной и синфазной компонент результатов компенсации с использованием моделей наведенного поля первого, второго и третьего порядков

	Частота, Гц	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
*Im*Hz, ppm*100	130	0.331	0.305	0.301
	520	0.362	0.215	0.197
	2080	1.279	0.681	0.429
	8320	2.440	1.171	0.686
Re(Hz – Hz_0), ppm*100	520	0.517	0.421	0.330
	2080	1.375	0.829	0.392
	8320	1.889	1.343	0.618

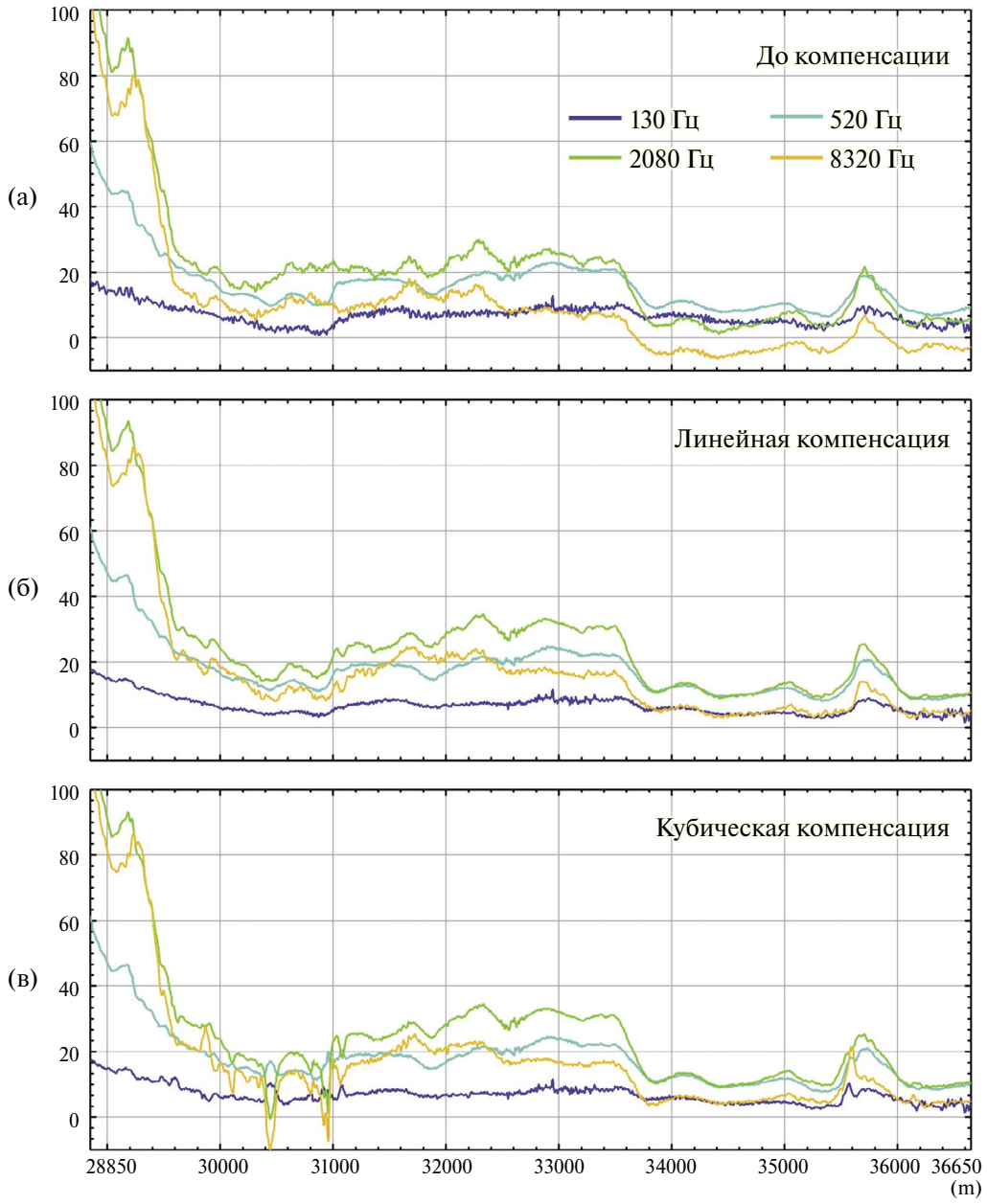


Рис. 10. Отклики на высоте съемки при введенных поправках: (а) — до компенсации; (б) — линейная модель; (в) — кубическая модель.

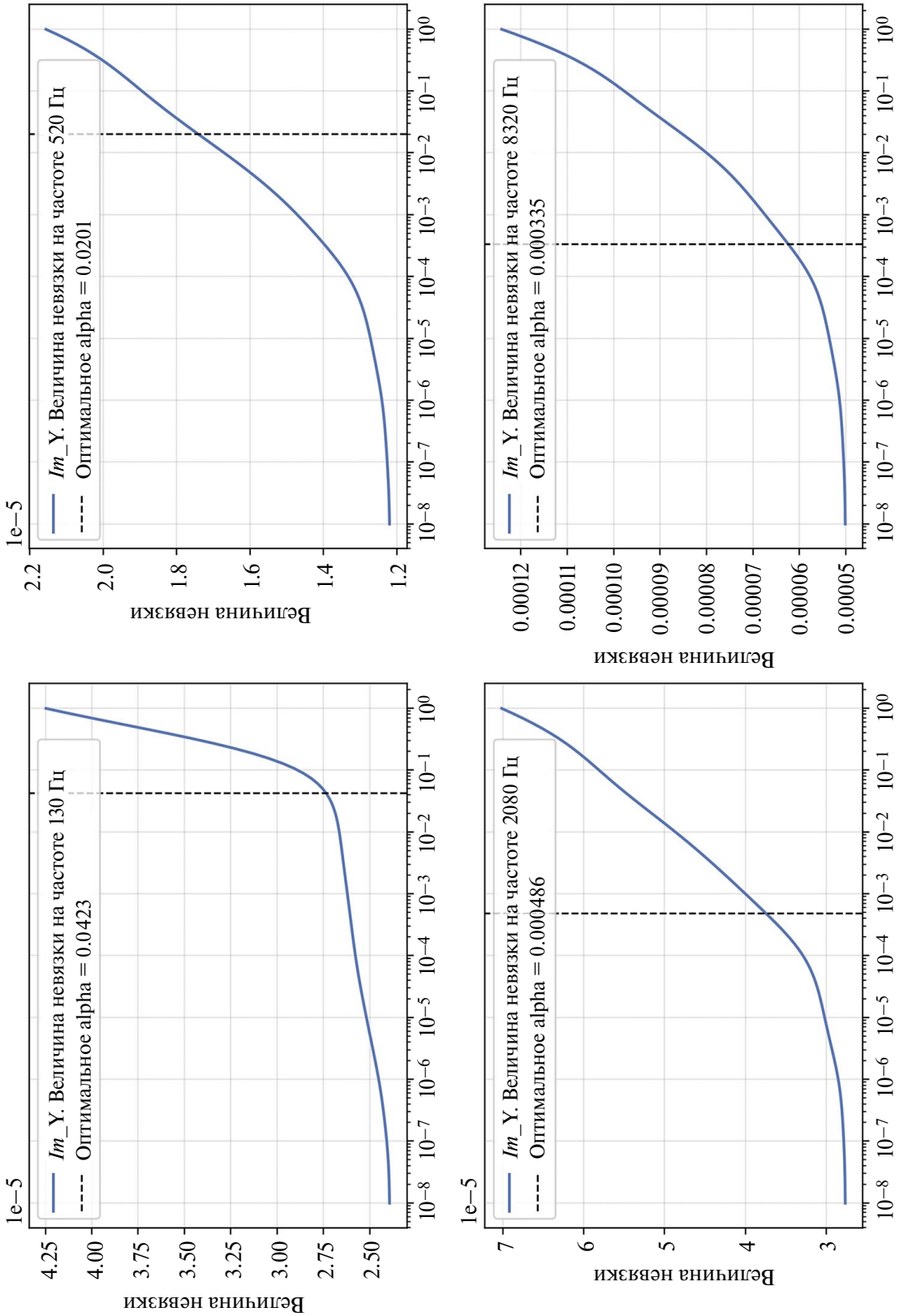


Рис. 11. Определение оптимального параметра регуляризации.

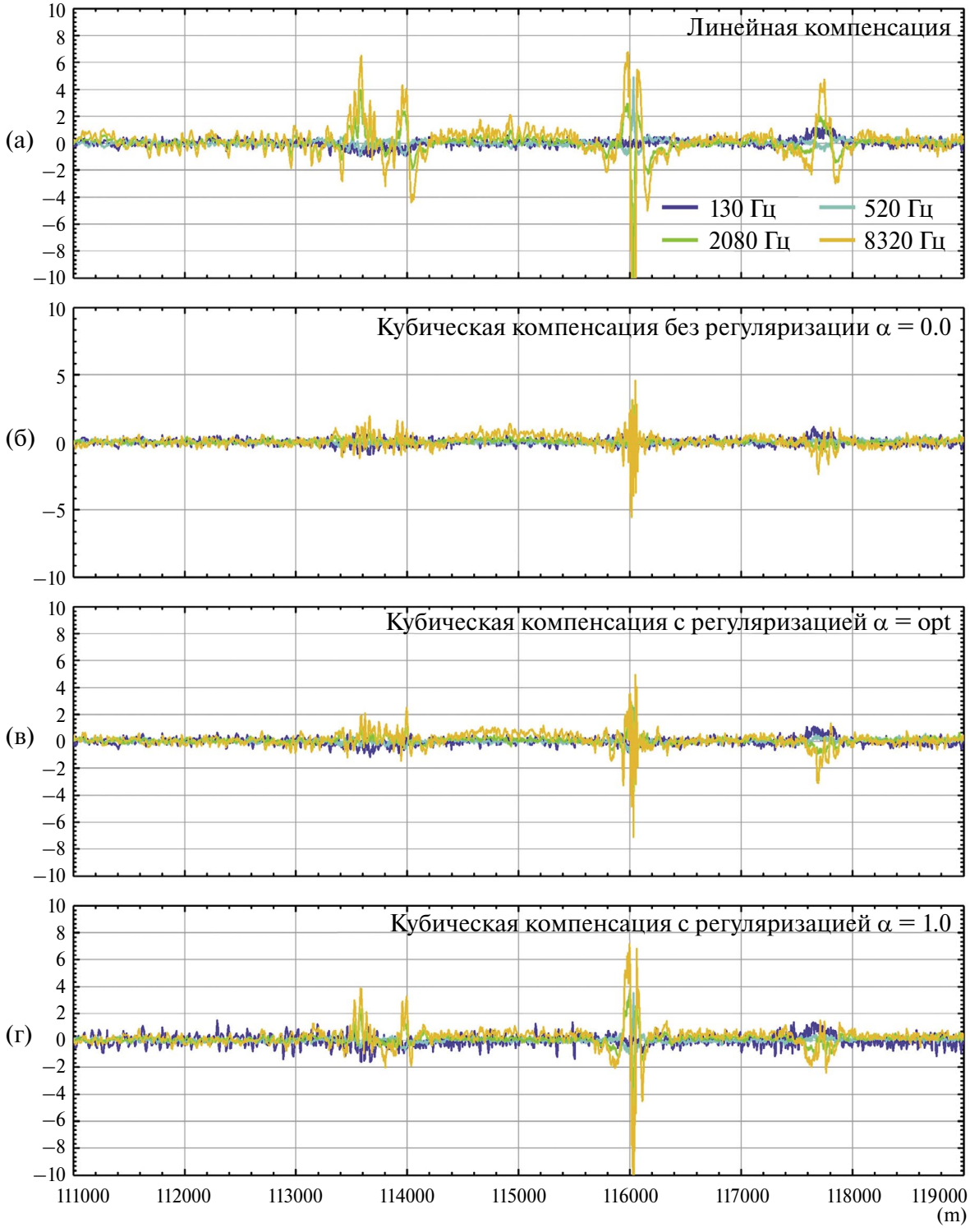


Рис. 12. Этап калибровки. Остаточная помеха при линейной компенсации — (а); (б) — кубический полином без регуляризации; (в) — кубический полином с оптимальным параметром регуляризации; (г) — кубический полином с полной регуляризацией.

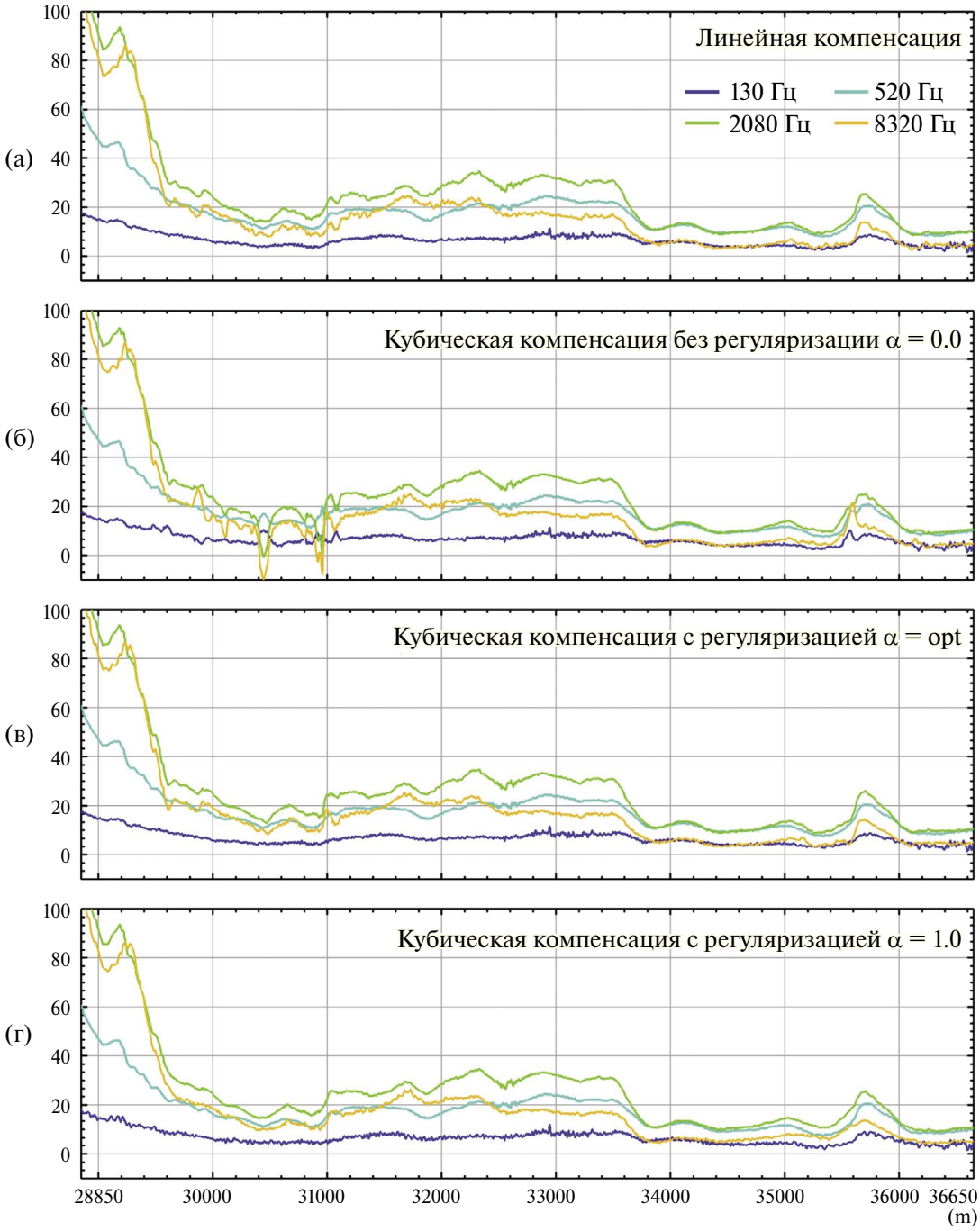


Рис. 13. Маршрут. Отклики после учета: (а) — линейной модели; (б) — кубической модели без регуляризации; (в) — кубической модели с оптимальным параметром регуляризации; (г) — кубической модели с единичной регуляризацией.

Введение регуляризации позволяет избавиться от эффекта перекомпенсации.

При оптимальном значении параметра регуляризации шум соответствует системным шумам. В районе отметки 31000 м хорошо видны искажения измерений на высокой частоте (оранжевый график), которые, с одной стороны, заметно меньше для кубической модели с регуляризацией, но при этом заметно больше для кубической модели без регуляризации. Также в районе отметки 29000 м хорошо видны дополнительные шумы на низкой частоте (синий график), которые возникают при избыточной регуляризации ($\alpha = 1$).

ВЫВОДЫ

В работе исследованы данные новой модификации аэроэлектроразведочной системы ЕМ4Н, основным отличием которой является уменьшенное расстояние между передатчиком и приемником. Как следствие, модель наведенного поля, разработанная ранее, перестала полностью его описывать.

Проведен анализ существующих методов компенсации наведенного поля в аэроэлектроразведочных данных. Предложена идея полиномиального разложения наведенного поля по измерениям поля двух диполей. Разработаны алгоритмы компенсации наведенного поля полиномами второго и третьего порядков. Показано, что применение полинома третьего порядка позволяет обеспечить глубину компенсации на уровне чувствительности датчика поля.

Экспериментально показано, что компенсация в достаточной степени обеспечивается по измерениям поля двух диполей, основного и дополнительного. Описаны геометрические ограничения предложенного метода. Введен и подобран оптимальный параметр регуляризации для оценки коэффициентов кубической модели наведенного поля.

Таким образом, в работе были получены модель наведенного поля и алгоритмы первичной обработки данных для новой модификации аэроэлектроразведки ЕМ4Н, которые учитывают нелинейные эффекты, проявившиеся при первых полетах. В результате влияние наведенного поля было подавлено до уровня инструментальных шумов. При этом были выведены ограничения, при которых данная модель сохраняет работоспособность.

В дальнейшем ожидается получение новых данных описанной системы ЕМ4Н, на которых предложенная в исследовании методика будет отрабатываться. Планируется анализ результатов применения разработанных алгоритмов к данным во временной области. Полученные результаты могут быть использованы также для других аэроэлектроразведочных систем, например для системы ЭКВАТОР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Вовенко Т.А., *Волковицкий А.К.*, *Павлов Б.В.*, *Каршаков Е.В.*, *Тхоренко М.Ю.* Модели и структура бортовых измерений пространственных физических полей // Проблемы управления. 2015. № 3. С. 59–68.

Волковицкий А.К., *Каршаков Е.В.*, *Попович В.В.* Низкочастотная индуктивная аэроэлектроразведочная система ЕМ-4Н // Записки Горного института. 2009. Т. 183. С. 224–227.

Жданов М.С. Электроразведка. Учебник для вузов. М.: Недра. 1986. 316 с.

Инструкция по электроразведке: наземная электроразведка, скважинная электроразведка, шахто-рудничная электроразведка, аэроэлектроразведка, морская электроразведка / Рейхерт Л.А. (ред.). Л.: Недра. 1984. 352 с.

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.

Козак С.З., *Агеев В.В.*, *Мойланен Е.В.* Комплексирование наземной и вертолетной электроразведки методом переходных процессов при выделении участков, перспективных для бурения на воду (на 228 примере Якутии) // Инженерные изыскания. 2015. № 10–11. С. 42–45.

Мойланен Е.В. Современные методы аэроэлектроразведки // Физика Земли. 2022. № 5. С. 171–180.

Павлов Б.В., *Волковицкий А.К.*, *Каршаков Е.В.* Низкочастотная электромагнитная система относительной навигации и ориентации // Гироскопия и навигация. 2010. С. 3–15.

Тихонов А.Н., *Гончарский А.В.*, *Степанов В.В.*, *Ягола А.Г.* Численные методы решения некорректных задач. М.: Наука. 1990. С. 218.

Третьякова Е.А. Решение задачи относительного позиционирования в электромагнитном поле двух диполей. Труды 19-ой Всероссийской школы-конференции молодых ученых “Управление большими системами” (УБС’2023, Воронеж). 2023. С. 401–407.

Третьякова Е.А. Опыт применения алгоритмов относительного позиционирования в электромагнитном поле двух диполей. Управление большими системами. Сборник трудов. 2025. С. 345–360.

Третьякова Е.А., *Каршаков Е.В.* Проблема компенсации наведенной помехи в аэроэлектроразведке. Материалы 9-й Всероссийской школы-семинара по электромагнитным зондированиям земли имени М.Н. Бердичевского, Л.Л. Ваньяна и В.И. Дмитриева (Иркутск, 2025). М.: изд-во “Перо”. 2026. С. 79.

Третьякова Е.А., *Хлюстов Д.К.* Влияние конфигурации аэроэлектроразведочной системы на результаты обработки данных. Труды 20-й Всероссийской школы-конференции молодых ученых “Управление большими системами” (УБС’2024, Новочеркасск). Новочеркасск: ЮРГПУ (НПИ). 2024. Т. 2. С. 188-196.

Тхоренко М.Ю., *Каршаков Е.В.*, *Павлов Б.В.* Алгоритм позиционирования подвижного объекта в низкочастотном электромагнитном поле // Автоматика и телемеханика. 2015. № 11. С. 160–173.

Феликс Ж.Т., *Каршаков Е.В.*, *Мельников П.В.* Результаты сопоставления данных аэро- и наземных электроразве-

дочных систем, используемых при поисках кимберлитов в республике Ангола // Геофизика. 2014. № 4. С. 17–22.

Barabanova L.P., *Barabanov O.O.* Effective solution of the problem of electromagnetic positioning based on two-axial radiator // Journal of Mathematical Sciences. 2021. V. 255. № 5. P. 551–560.

Brodie R., *Sambridge M.* A holistic approach to inversion of frequency-domain airborne EM data // Geophysics. 2006. V. 71. № 6. P 301–312.

Karshakov E.V., *Tretyakova E.A.*, *Kaplun D.V.* Analysis of the self-interference model and compensation methods in airborne electromagnetics // Short abstracts of the 8th Workshop on Airborne Electromagnetics (AEM 2023, Fitzroy Island). Fitzroy Island: Australian Society of Exploration Geophysicists. 2023. V. 2023(2). P. 97–100.

Legault J.M. Airborne Electromagnetic Systems — State of the Art and Future Directions // CSEG Recorder. 2015. V. 40. № 6. P. 38–49.

Legault J.M., *Kwan K.*, *Greig J.* Targeting epithermal Au-Ag using helicopter TDEM, magnetic and radiometric data at Lawyers Project, North-Central BC, Canada. Proc. of the 8th Int. Airborne Electromagnetics Workshop (AEM–2023). 2023. P. 1–6.

Persova M.G., *Soloveichik Y.G.*, *Trigubovich G.M.* Geometric 3-D inversion of airborne time-domain electromagnetic data with applications to kimberlite pipes prospecting in a complex medium // Journal of Applied Geophysics. 2022. V. 200. Art. 104611.

Rutherford J., *Ibrahimi T.*, *Munday T.* An Assessment of Water Sources for Heritage Listed Organic Mound Springs in NW Australia Using Airborne Geophysical (Electromagnetics and Magnetics) and Satellite Remote Sensing Methods // Journal of Remote Sensing. 2023. V. 13(7). 1288. P. 1–30.

Telford W.M., *Geldart L.R.*, *Sherif R.E.* Applied Geophysics, Second Edition. Cambridge University Press. 2004.

Analysis of Nonlinear Models of the Carrier-Induced Field in Airborne Electromagnetic Surveys

A. K. Volkovitsky[a, *], E. V. Karshakov[a, **], E. A. Tretyakova[a, *], and M. Yu. Tkhorenko[a, ****]**

[a]*Trapeznikov Institute of Control Sciences, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia*

**e-mail*: *avolkovitsky@yandex.ru*
***e-mail*: *karshakov@ipu.ru*
****e-mail*: *ekaterina_tretikova@mail.ru*
*****e-mail*: *tkhorenkom@mail.ru*

Received April 17, 2026; revised June 4, 2026; accepted June 8, 2026

Within the framework of this study, we address the problem of developing an improved model of the carrier-induced field for subsequent compensation of its effect on the airborne electromagnetic survey data acquired by the EM4H system. An analysis of the existing approaches to carrier-induced field compensation is carried out. A polynomial model of the carrier-induced field parameters is proposed. A regularization parameter is introduced for fitting the coefficients of this model. Based on the results of processing experimental data, the accuracy of various carrier-induced field models is assessed in the problem of their compensation, and the effectiveness of the polynomial model with regularization is demonstrated.

Keywords: carrier induced field, compensation, magnetic dipole, airborne electromagnetics, EM4H