

КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ В КОМБИНИРОВАННЫХ АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДОЧНЫХ СИСТЕМАХ

Д.И. Богатырев, А.М. Гаракоев, Е.В. Мойланен

ИПУ РАН. 117997, Россия, г. Москва, ул. Профсоюзная, д. 65; e-mail: danya.bogatyrev@gmail.com, garac@ipu.ru, info@geotechnologies.ru

Аннотация. Разработаны методы и алгоритмы первичной обработки данных комбинированной аэроэлектроразведки. В результате уменьшены погрешности приемника, учтено влияние наведенного поля, изменения углов ориентации приемных рамок. Данные методы и алгоритмы обеспечивают выделение поля отклика на фоне нормального поля и компенсацию наведенных помех до уровня инструментальных погрешностей приемника, что составляет 1–10 миллионных долей измеряемого сигнала.

Ключевые слова. Комбинированная аэроэлектроразведка, электрические зондирования во временной и частотной областях, комплекс ЭКВАТОР.

COMPENSATION OF NOISES AND INSTRUMENTAL ERRORS IN COMBINED AIRBORNE ELECTROMAGNETIC SYSTEMS

D.I. Bogatyrev, A.M. Garakoev, J. Moilanen

ICS RAS. 65, Profsoyuznaya str., Moscow, Russia, 117997; e-mail: danya.bogatyrev@gmail.com, garac@ipu.ru, info@geotechnologies.ru

Abstract. Methods and algorithms for primary processing of combined airborne electromagnetics data have been developed. As a result, receiver errors have been reduced, the influence of the induced field and changes in the orientation angles of the receiving coils have been taken into account. These methods and algorithms ensure response field measurements against the primary field and compensation of induced noises to the level of instrumental errors of the receiver, which is 1–10 parts per million of the measured signals.

Key words. Combined airborne electromagnetics, time domain, frequency domain, EQUATOR complex.

Введение

Первая аэроэлектроразведочная система была разработана в середине прошлого столетия. С тех пор было создано огромное количество таких систем, которые устанавливаются на фюзеляже или на внешней подвеске летательного аппарата [Fountain, 1998; Sorensen et al., 2013; Smith, 2014; Legault, 2015; Sorensen, 2018]. Методам и алгоритмам повышения точности аэроэлектроразведочных измерений посвящена данная статья.

Классификация современных аэроэлектроразведочных систем и особенности канала электроразведки комплекса ЭКВАТОР

Системы делятся на активные, которые включают в себя передатчик и приемник, и пассивные, включающие только приемник (рис. 1, 2). Все аэроэлектроразведочные системы, независимо от их типа, измеряют переменную составляющую электромагнитного поля.

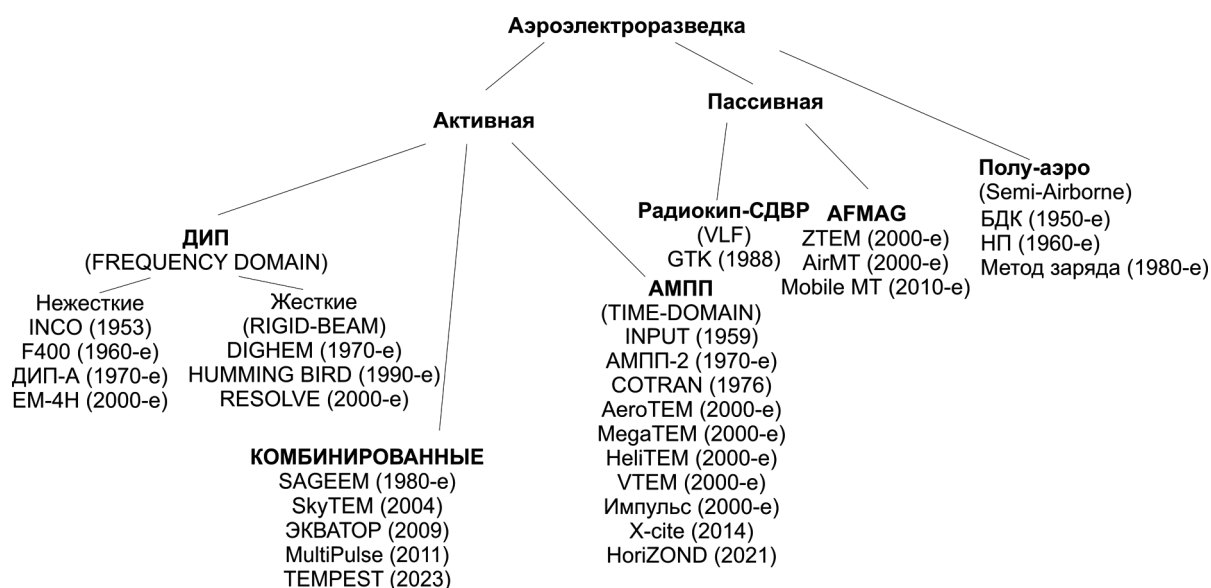


Рис. 1. Классификация современных аэроэлектроразведочных систем

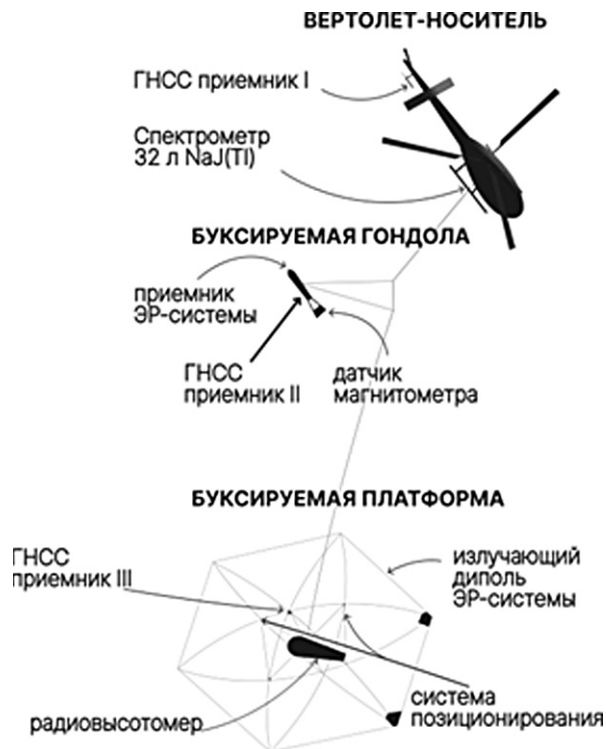


Рис. 2. Компоновка комплекса ЭКВАТОР

Наиболее распространенными приемниками являются индукционные датчики, измеряющие компоненты вектора переменного магнитного поля.

Один из недостатков, с которым приходится бороться при применении индукционных датчиков, – это возникновение паразитного сигнала из-за его собственных колебаний в магнитных полях передатчика и Земли. Поискам методов борьбы с этим явлением посвящены многие исследования. В результате за последнее десятилетие уровень шумов измерителя значительно снизился [Gisselø and Nyboe, 2018].

Первичный сигнал комбинированной электромагнитной системы содержит мощный импульс для изучения глубинных слоев и дополнительные высокочастотные гармоники для более детального изучения верхней части разреза (рис. 3).

Особенности комбинированной аэроэлектроразведочной системы ЭКВАТОР

По принципу измерения параметров отклика система является одновременно реализацией метода переходных процессов [Каменецкий и др., 1978] и метода многочастотного дипольного индуктивного профилирования в аэроварианте [Светов, 1973; Якубовский, 1963]. На внешней подвеске летательного аппарата буксируется низкочастотный передатчик, антенной которого является воздушный петлевой магнитный диполь, возбуждающий в пространстве переменное магнитное поле. Чувствительный индукционный приемник буксируется в гондоле, прикрепленной в середине троса-кабеля, длина троса-кабеля составляет примерно 70 м (рис. 4).

Возбуждение токов в излучающем петлевом диполе осуществляется с помощью генератора, рабо-

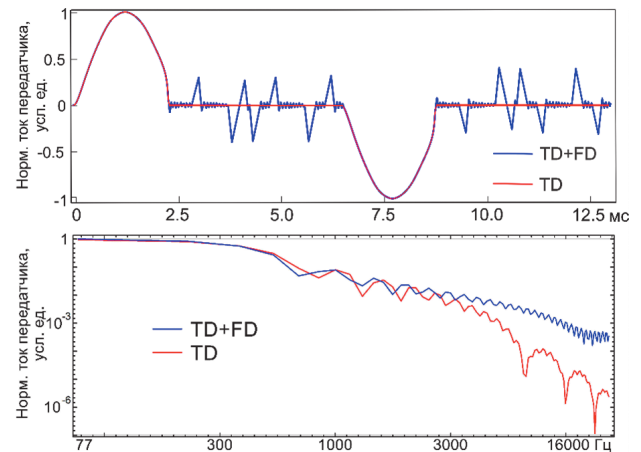


Рис. 3. Форма и спектры сигналов комплекса ЭКВАТОР

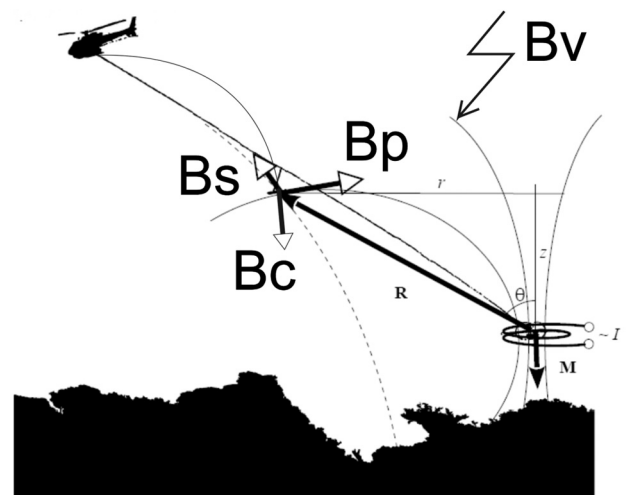


Рис. 4. Аэроэлектроразведочная система ЭКВАТОР

I – ток в петле передатчика, M – вектор дипольного момента передатчика, B_p – вектор индукции поля передатчика в точке измерения (нормальное поле), B_s – вектор индукции аномального поля в точке измерения (поле отклика или полезный сигнал), B_v – вектор индукции поля естественных вариаций, B_c – наведенное поле, R – радиус-вектор «передатчик–приемник», z, r – вертикальное и горизонтальное смещение приемника относительно передатчика, θ – угол между вектором дипольного момента и радиус-вектором «передатчик–приемник»

тающего в импульсном режиме на базовой частоте 77 Гц (рис. 3). После выключения тока основного импульса осуществляется дополнительное высокочастотное возбуждение, которое позволяет повысить соотношение «сигнал–шум» на высоких частотах при интерпретации в частотной области (вплоть до 15 кГц), однако может быть исключено при свертке полученной частотной характеристики с соответствующей формой первичного сигнала, не содержащей высокочастотного возбуждения, при интерпретации во временной области. Идея подобного подхода к возбуждению переключается с идеями псевдошумового возбуждения [Светов и др., 2012; Великин и Великин, 2015].

Математическая модель измерений

Для описания нормального поля в системе ЭКВАТОР традиционно используется модель точечного диполя. При этом физически источник поля представляет собой петлю с током, имеющим форму периодического сигнала. С учетом сказанного ток в петле можно представить в виде

$$I(t) = Re \sum_{l=0}^{\infty} I_{2l+1} e^{(2l+1)i\omega_0 t}. \quad (1)$$

Здесь $k = 2l + 1$, $\omega_k = (2l + 1)\omega_0$ – комплексные компоненты спектра сигнала, ω_0 – базовая частота тока в петле, i – мнимая единица.

Видно, что в (1) вошли только нечетные гармоники, так как сигнал возбуждения симметричен и четными составляющими спектра можно пренебречь [Маснае and Kratzer, 2023]. В дальнейшем перенумеруем гармоники следующим образом: $k = 2l + 1$, $\omega_k = (2l + 1)\omega_0$, по умолчанию считая, что используются только нечетные гармоники.

$$I(t) = Re \sum_{l=0}^{\infty} I_k e^{i\omega_k t}; (k = 2l + 1). \quad (2)$$

Сразу следует отметить тот факт, что ни при измерении тока, ни при измерении поля невозможно получить оценки на частотах больших, чем частота Найквиста, которая определяется частотой дискретизации данных. Поэтому (2) можно переписать в виде

$$I(t) = Re \sum_{l=0}^L I_k e^{i\omega_k t}; (k = 2l + 1), \quad (3)$$

где L соответствует порядковому номеру максимальной измеряемой частоты.

Согласно принятой модели, вектор дипольного магнитного момента источника можно также выразить аналогично (3):

$$\mathbf{M}(t) = S N \mathbf{n} Re \sum_{l=0}^L I_k e^{i\omega_k t}; (k = 2l + 1), \quad (4)$$

где S – площадь петли, N – количество витков провода в ней, $\mathbf{n}$ – вектор нормали к поверхности, охватываемой петлей передатчика.

Если положить $\mathbf{M}_k = SN\mathbf{n}I_k$, то

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(t) &= Re \sum_{l=0}^L \mathbf{M}_k e^{i\omega_k t} = \\ &= \sum_{l=0}^L \mathbf{M}_k^{\text{Re}} \cos(\omega_k t + \varphi_k); (k = 2l + 1), \end{aligned} \quad (5)$$

где φ_k задает начальную фазу возбуждения гармоники ω_k , $\mathbf{M}_k^{\text{Re}}$ задает амплитуду действительной части вектора момента на соответствующей частоте.

Измеряемое трехкомпонентным приемником поле можно также выразить через гармоники спектра возбуждающего поля:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}(t) &= \sum_{l=0}^L [\mathbf{B}_k^{\text{Re}}(t) \cos(\omega_k t + \varphi_k) + \\ &+ \mathbf{B}_k^{\text{Im}}(t) \sin(\omega_k t + \varphi_k)]; (k = 2l + 1), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\mathbf{B}_k^{\text{Re}}(t)$, $\mathbf{B}_k^{\text{Im}}(t)$ – действительные векторы, соответствующие синфазной сигналу возбуждения (5) составляющей поля (Re) и его квадратурной части (Im). Если предполагать, что поле источника не меняется, то данные вектора меняются со временем только при изменении взаимного расположения источника и приемника. Постоянная времени таких изменений гораздо больше, чем период возбуждения.

Выражение (6) можно записать в комплексной форме (зависимость амплитуды от времени будем опускать):

$$\mathbf{B}(t) = \text{Re} \sum_{l=0}^L \mathbf{B}_k e^{-i(\omega_k t + \varphi_k)}, \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{B}_k^{\text{Re}} + i\mathbf{B}_k^{\text{Im}}; (k = 2l + 1),$$

$$\mathbf{B}_k \in \mathbb{C}^3, \mathbf{B}, \mathbf{B}_k^{\text{Re}}, \mathbf{B}_k^{\text{Im}} \in \mathbb{R}^3.$$

Поскольку диапазон частот системы ЭКВАТОР соответствует условиям для квазистационарного приближения [Жданов, 1986; Дмитриев, 2012], векторы $\mathbf{B}_k^{\text{Re}}$, $\mathbf{B}_k^{\text{Im}}$ для разных k можно рассматривать по отдельности как медленно меняющиеся стационарные поля. Таким образом, далее можно рассматривать отдельные гармоники с частотой ω , начальной фазой φ и дипольным моментом $\mathbf{M}$, опуская индекс.

Также без ограничения общности можно положить $\varphi = 0$. Действительно, при различных амплитудах и фазах гармоник тока возбуждения I_k можно выполнить нормировку соответствующего измеренного сигнала:

$$\mathbf{b}_k = \frac{\mathbf{B}_k}{I_k}. \quad (8)$$

После такой нормировки на каждой частоте получено значение индукции поля, отвечающее току 1 А с начальной фазой 0.

Согласно модели, предложенной в работе [Вовенко и др., 2015], измеренное на борту летательного аппарата поле $\mathbf{B}_{\text{mes}}$ складывается из нормальной составляющей $\mathbf{B}_p$, описывающей поле источника, аномальной составляющей $\mathbf{B}_s$, описывающей поле отклика, вариационной составляющей $\mathbf{B}_v$, характеризующей внешнее по отношению к бортовому комплексу поле, и наведенной составляющей $\mathbf{B}_c$, обусловленной полем носителя. Модель также содержит слагаемое, отвечающее за инструментальную погрешность $\Delta\mathbf{B}$.

$$\mathbf{B}_{\text{mes}} = \mathbf{B}_p + \mathbf{B}_s + \mathbf{B}_v + \mathbf{B}_c + \Delta\mathbf{B}. \quad (9)$$

Характерные значения соответствующих величин $\mathbf{B}^* = |\mathbf{B}^*|$ даны в табл. 1. Здесь для столбца «Инструментальная погрешность» приведены два значения. Исходное, а также (в скобках) окончательное, получаемое после применения алгоритмов, описанных ниже.

Таблица 1
Характерные значения компонент модели измерений по отношению к нормальной составляющей
для системы ЭКВАТОР

Компоненты нормального поля B_p , нТл	Аномальное поле B_s/B_p	Вариации	Наведенное поле B_c/B_p	Инструментальная погрешность $\Delta B/B_p$
		B_v/B_p		
10^2	$10^{-6}-10^{-3}$	10^{-7}	10^{-3}	$10^{-3} (10^{-6})$

Следует отметить, что приведены значения для низких частот. Поскольку спектр сигнала возбуждения убывает с ростом частоты на 1–2 порядка к самым высоким частотам, соотношение «сигнал–шум» уменьшается на более высоких частотах.

С учетом уровня приведенных в скобках в табл. 1 инструментальных погрешностей очевидно, что основная задача после применения аппаратной коррекции – исключить наведенное поле, а потом разделить нормальную и аномальную составляющую поля, выделив тем самым поле отклика для дальнейшей интерпретации. Нормальная составляющая традиционно представляется как поле диполя. Компенсация вариационной составляющей не требуется, уровень вариаций в рабочем диапазоне частот не превышает уровня инструментальных погрешностей [Spies and Frischknecht, 2008].

Модель инструментальных погрешностей

Приемные рамки аэроэлектроразведочной системы представляют собой трехкомпонентный индукционный датчик. Оси чувствительности этого датчика реализованы в виде пары катушек с ферритовым сердечником, расположенных на сторонах куба таким образом, чтобы центр измерения отдельных компонент попадал в центр куба в случае однородного поля.

Каждый индукционный датчик, применяемый в системах ЭКВАТОР, при изготовлении проходит стендовые испытания, в процессе которых выявляются погрешности масштабного коэффициента, неортогональность осей чувствительности, взаимное влияние катушек датчика друг на друга. Кроме того, периодически осуществляется калибровка датчика на мере магнитной индукции. В результате индукционные датчики имеют погрешность масштабного коэффициента и углы перекоса осей чувствительности не более 1%. Стабильность указанных значений подтверждена на уровне 10^{-4} для масштабного коэффициента и 10^{-3} для углов перекоса. Данная оценка соответствует той точности, которую обеспечивает магнитная испытательная станция.

Введем следующую модель инструментальных погрешностей:

$$\Delta \mathbf{B} = A \mathbf{B}_{mes} + \delta \mathbf{B}, \quad (10)$$

где A – комплексная матрица 3×3 , описывающая различные геометрические, амплитудные и фазовые искажения приемника, а $\delta \mathbf{B}$ – случайный комплексный вектор 3×1 , описывающий шумовую составляющую измерений. В силу того, что компоненты матрицы A малы (порядка 10^{-3}), линейная модель (10) описывает погрешность с точностью порядка 10^{-6} .

Введение комплексной матрицы в (10) позволяет не только учесть разницу масштабных коэффициентов по осям и их взаимные влияния и геометрические перекосы, но и ввести возможные фазовые искажения при из-

мерении отдельных компонент поля. Подбор коэффициентов данной матрицы можно осуществить в процессе калибровки на достаточно большой высоте, где допустимо пренебречь откликом от Земли. При этом необходимо учесть два аспекта.

Помимо внутренних искажений, описываемых матрицей A , имеются внешние искажения – наведенное поле, описываемые слагаемым $\mathbf{B}_c$ в модели (9). Таким образом, коррекцию обеих составляющих нужно выполнять совместно.

В процессе работы системы коэффициенты матрицы A могут изменяться, например, из-за прогрева аппаратуры. Данное изменение требуется контролировать.

Для обеспечения стабильности измерительных характеристик в системе ЭКВАТОР введено эталонное воздействие на частотах, близких к рабочим частотам спектра возбуждения, которое обеспечивает контроль амплитудно-фазовых характеристик как при измерении вектора поля $\mathbf{B}_{mes}$, так и при измерении тока I в петле передатчика [Volkovitsky and Karshakov, 2023].

Поскольку петля при прогреве меняет свои характеристики, при выполнении съемки перед вылетом система работает на Земле в течение 10–15 минут до запуска двигателя вертолета.

После применения алгоритмов стабилизации измерительных характеристик можно получить нормированное значение поля в соответствии с (8), не зависящее от изменений тока, которое и будет служить для дальнейшей интерпретации как во временной, так и в частотной области:

$$b_{ki} = \frac{B_{mes\ ki}}{I_{mes\ k}}. \quad (11)$$

Методы компенсации наведенного поля

Система ЭКВАТОР обладает изменяемой геометрией с разнесенными передатчиком и приемником. В подобных системах при увеличении расстояния между передатчиком и приемником одновременно уменьшается амплитуда нормального поля в точке расположения приемника и тем самым увеличивается величина поля отклика по отношению к нему. Такой эффект позволяет несколько сократить требуемый динамический диапазон приемника. Однако влияние наведенных в проводящих частях несущей конструкции токов также зависит от актуального относительного положения приемника.

В основе используемой в системе ЭКВАТОР модели наведенного поля, описанной в работах [Волковицкий, 2012; Karshakov et al., 2023], лежат следующие идеи.

1. Наведенное поле является постоянным в системе координат, связанной с передатчиком.
2. Наведенное поле может быть описано как поле точечного диполя.

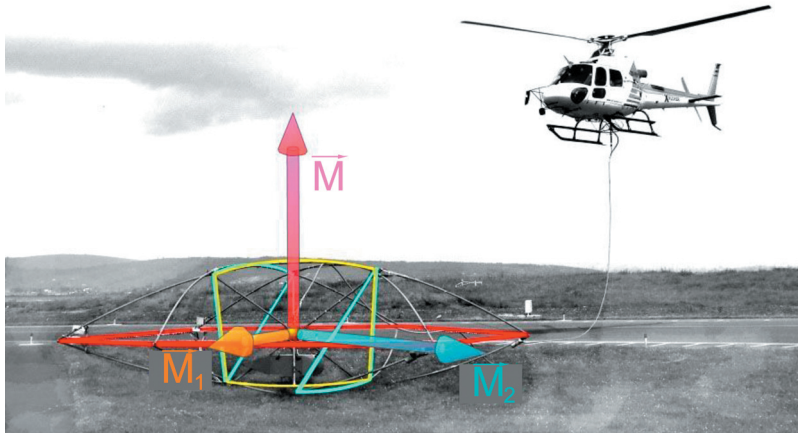


Рис. 5. Диполи системы ЭКВАТОР

3. Расположение данного диполя является близким к расположению диполя, описывающего поле передатчика.

Для работы алгоритмов компенсации в системе ЭКВАТОР введены два дополнительных диполя (рис. 5), каждый из которых излучает синусоидальное поле на своей частоте, являющейся четной гармоникой базовой частоты: $8\omega_0$ и $12\omega_0$. Это позволяет полностью разделить на приемнике сигналы трех разных диполей: основного $\mathbf{M}_k$ и дополнительных $\mathbf{M}_1^c$ и $\mathbf{M}_2^c$. При этом центры дополнительных диполей по возможности совмещаются с центром основного диполя.

При сделанных выше предположениях вектор момента диполя, описывающего наведенное поле, $\mathbf{M}_c$, может быть представлен как линейная комбинация, при условии, что векторы диполей представляют собой линейно независимую тройку:

$$\mathbf{M}_{ck} = c_{0k}\mathbf{M}_k + c_{1k}\mathbf{M}_1^c + c_{2k}\mathbf{M}_2^c. \quad (12)$$

В этом выражении c_{0k} , c_{1k} , c_{2k} – действительные константы. Поскольку на каждой частоте спектра может быть свой наведенный вектор, эти коэффициенты разные для разных частот.

Поле каждого диполя в (12) может быть представлено через линейный оператор [Павлов и др., 2010]:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu\mu_0}{4\pi R^3} (3\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T - \mathbf{I}) \mathbf{M}, \quad (13)$$

где $\mathbf{e}_R$ – единичный вектор, направленный вдоль вектора R , направленного от передатчика к приемнику, $\mathbf{I}$ – единичная матрица 3×3 . Выражение $\mathbf{e}_R \mathbf{e}_R^T$ соответствует матрице диадного произведения [Гантмахер, 1966], т.е. матрице, составленной из попарных произведений компонент $\mathbf{e}_{Ri} \cdot \mathbf{e}_{Rj}$.

Поскольку, согласно предположению, вектор $\mathbf{R}$ одинаков для всех диполей в выражении (12), применяя линейный оператор (13) к левой и правой части (12), можно получить [Karshakov et al., 2023]:

$$\mathbf{B}_{ck} = c_{0k}\mathbf{B}_k + c_{1k}\mathbf{B}_1^c + c_{2k}\mathbf{B}_2^c. \quad (14)$$

Теперь, возвращаясь к модели инструментальных погрешностей (10), можно ввести следующую модель (опуская номер гармоники):

$$\mathbf{B}_c + \Delta \mathbf{B} = C_0 \mathbf{B}_{mes} + C_1 \mathbf{B}_1^c + C_2 \mathbf{B}_2^c + \delta \mathbf{B}, \quad (15)$$

где C_0 , C_1 , C_2 – комплексные матрицы 3×3 , получен-

ные произведением матриц A в выражении (10) для каждого вектора каждой частоты на соответствующий коэффициент c^* в выражении (14).

Коэффициенты модели (15) подбираются в процессе калибровки. Суть идеи компенсации влияния наведенного поля и инструментальных погрешностей приемника заключается в том, чтобы на достаточно большой высоте (600–700 м), где аномальной составляющей поля можно пренебречь, выполнить эволюции и определить коэффициенты C_0 , C_1 , C_2 , считая их постоянными, а далее вводить поправки в измерения поля уже на высоте съемки.

Алгоритм подбора с анализом наблюдаемости параметров модели подробно описан в работе [Каршаков, 2018]. Главный нюанс заключается в том, что при подборе постулируется, что для вектора поля после компенсации мнимая (квадратурная) часть должна как можно меньше отличаться от 0, а действительная (синфазная) часть должна быть максимально близкой на всех частотах.

$$\mathbf{B}' = \mathbf{B}_{mes} - \mathbf{B}_c - \Delta \mathbf{B}. \quad (16)$$

В качестве вектора нормального поля, отличие от которого минимизируется при подборе МНК, выбирается синфазная составляющая измеренного вектора на частоте ω_0 , поскольку по опыту на этой частоте величина наведенного поля минимальна. Важно отметить, что описанный подход работает только в случае трехкомпонентного приемника.

Пример работы процедуры компенсации на большой высоте для данных системы ЭКВАТОР в частотной и во временной области приведен на рис. 6 и 7. Примечательным является тот факт, что во временной области после выключения тока нормальное поле отсутствует, однако наведенное поле на ранних каналах (5–50 мкс) весьма заметно. А при значительных эволюциях возмущены сигналы и на более поздних каналах (правая часть рис. 7). Сигналы приведены в миллионных долях нормального поля (ppm).

Еще один аспект, который не учтен в модели (14), но при этом может оказывать заметное влияние на качество данных, – влияние колебания приемных рамок в поле передатчика. Поскольку применяется индукционный датчик, изменение амплитуды сигнала на определенной частоте вдоль оси чувствительности также приводит к появлению сигнала данной частоты [Karshakov, 2023].



Рис. 7. Компенсация во временной области
(вверху: параметры поля спада после компенсации, внизу: до компенсации, ppm)

Действительно, поскольку в закон Фарадея входит производная магнитного потока, сигнал на приемных рамках пропорционален

$$\frac{dB(t, \omega_k)}{dt} = i\omega_k B_k^0(t) \cdot e^{i\omega_k t} + \left\{ \frac{dB_k^0(t)}{dt} \cdot e^{i\omega_k t} \right\}, \quad (17)$$

при этом второе слагаемое в правой части, как правило, не учитывается. Однако после перехода к значению

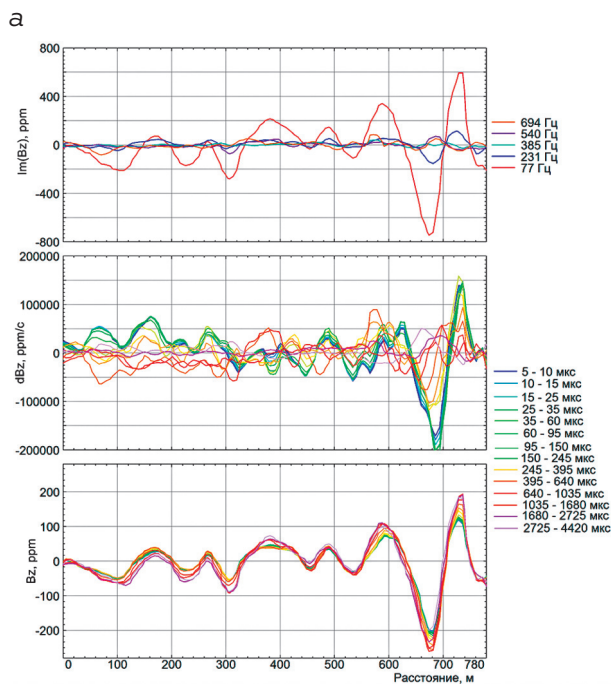


Рис. 6. Компенсация в частотной области; квадратурная компонента аномального поля для системы ЭКВАТОР:
а – после компенсации с учетом измерений параметров двух дополнительных диполей; б – исходный сигнал до компенсации

поля (после деления на $i\omega_k$) динамическая составляющая наведенного поля может быть выражена

$$B_{ck}^d = -\frac{i}{\omega_k} \cdot \frac{dB_k^0(t)}{dt}. \quad (18)$$

Очевидно, что поправка (18) быстро убывает с ростом k , однако было показано [Karshakov, 2023], что для системы ЭКВАТОР при $k = 0,1$ она может составлять величину порядка 10^{-5} – 10^{-4} , т.е. однозначно требует учета. На рис. 8 показаны вертикальные компоненты отклика для частотной области (вверху), скорости спада (в центре) и спада (внизу) во временной области до (слева) и после (справа) компенсации влияния колебаний приемных рамок в поле передатчика. Влияние наиболее заметно на двух низких частотах, в ранних каналах скорости спада и во всех каналах поля B .

Таким образом, с учетом (15), (16) окончательный алгоритм введения поправок выглядит следующим образом:

$$B_k = B_{mes k} - C_{0k} B_{mes k} - C_{1k} B_1^c - C_{2k} B_2^c + \frac{i}{\omega_k} \cdot \frac{dB_{mes k}}{dt}, \quad (19)$$

где производная поля может быть заменена на его приращение за единицу времени.

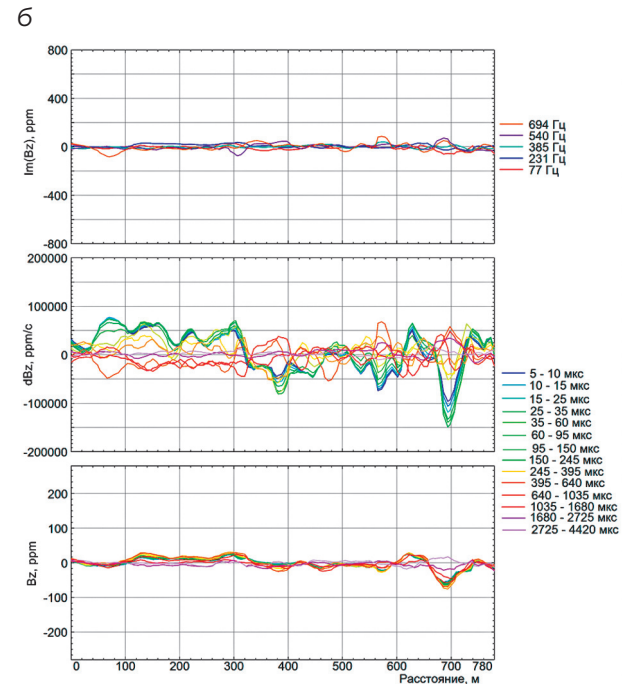


Рис. 8. Компенсация колебаний приемника

Исходные (слева) и компенсированные (справа) данные вертикальной компоненты отклика для частотной области (вверху), скорости спада (в центре) и спада (внизу)

Соотношение (19) можно переписать для нормированного значения поля (11), которое не зависит от изменения частотной характеристики измерительного канала и от изменения тока в петле передатчика:

$$\mathbf{b}_k = \mathbf{b}_{mes\ k} - C_{0\ k} \mathbf{b}_{mes\ k} - C_{1\ k} \mathbf{b}_1^c - C_{2\ k} \mathbf{b}_2^c + \frac{i}{\omega_k} \cdot \frac{d\mathbf{b}_{mes\ k}}{dt}. \quad (20)$$

В результате, применяя соотношение (20), получается выделить аномальное поле на уровне нескольких ppm. Улучшение качества компенсации относительно исходных данных составило до 1000 раз (рис. 8). Это позволяет дифференцировать слабоконтрастные геоэлектрические разрезы.

Выводы

В данной работе было приведено описание методов и алгоритмов, предлагаемых для обработки данных комбинированной аэроэлектроразведочной системы. Приведена модель измерений и показано, что основными составляющими модели, требующими компен-

сации, являются инструментальные погрешности и наведенное поле. Описаны методы и алгоритм такой компенсации.

Разработаны методы и алгоритмы первичной обработки данных комбинированной аэроэлектроразведки. В результате уменьшены погрешности приемника, учтено влияние наведенного поля, изменения углов ориентации приемных рамок. Данные методы и алгоритмы обеспечивают выделение поля отклика на фоне нормального поля и компенсацию наведенных помех до уровня инструментальных погрешностей приемника, что составляет 1–10 миллионных долей нормального поля.

Благодарность

Авторы выражают признательность Е.В. Каршакову, А.К. Волковицкому, В.М. Керцману за ценные советы и рекомендации.

Дата поступления рукописи в редакцию 05.06.2025

Дата положительной рецензии 17.06.2025

Дата принятия рукописи в печать 17.06.2025

ЛИТЕРАТУРА

1. Великин А.Б., Великин А.А. Новый корреляционный метод импульсной электроразведки с шумоподобными сигналами СТЕМ для электромагнитного зондирования недр при поисках углеводородного сырья: Труды VII Всероссийской школы-семинара по электромагнитным зондированиям Земли имени М.Н. Бердичевского и Л.Л. Ваньяна. Иркутск, 14–19 сентября 2015 г.
2. 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. № 33. С. 59–68.
3. Волковицкий А.К. Структура и алгоритмы бортовых электромагнитных систем относительного позиционирования. Дисс. ... канд. техн. наук: 05.13.01, ИПУ РАН. М., 2012. 115 с.
4. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1966. 576 с.
5. Дмитриев В.И. Обратные задачи геофизики. М.: МАКС Пресс, 2012. 340 с.
6. Жданов М.С. Электроразведка: Учебник для вузов. М.: Недра, 1986. 316 с.
7. Каменецкий Ф.М., Тимофеев В.М., Мамаев В.А. Аэроэлектроразведка методом переходных процессов. М.: Недра, 1978. 64 с.
8. Каршаков Е.В. Структура и алгоритмы обработки бортовых измерений в аэромагнитных и аэроэлектромагнитных системах. Дисс. ... доктора техн. наук: 05.13.01, ИПУ РАН, М., 2018. 286 с.
9. Мойланен Е.В. Современные методы аэроэлектроразведки // Физика Земли. 2022. Т. 68. № 5. С. 171–180.
10. Павлов Б.В., Волковицкий А.К., Каршаков Е.В. Низкочастотная электромагнитная система относительной навигации и ориентации // Гироскопия и навигация. 2010. Т. 1, вып. 68. С. 3–14.
11. Светов Б.С., Алексеев Д.А., Агеев В.В., Каринский С.Д., Яковлев А.Г. Применение шумоподобных сигналов в зондированиях становлением поля // Геофизика. 2012. № 1. С. 52–60.
12. Светов Б.С. Теория, методика и интерпретация материалов низкочастотной индукционной электроразведки. М.: Недра, 1973. 254 с.
13. Якубовский Ю.В. Индуктивные методы электроразведки. М.: Госгеолтехиздат, 1963. 212 с.
14. Fountain D. Airborne Electromagnetic Systems – 50 Years of Development: Exploration Geophysics. 1998. № 29. P. 1–11.
15. Gisselø P.G., Nyboe N.S. SkyTEM312HP – Optimized for depth of investigation: Proceedings of the 7th International workshop on airborne electromagnetics (AEM 2018), 2018. 1–3.
16. Karshakov E.V., Tretyakova E.A., Kaplun D.V. Analysis of the self-interference model and compensation methods in airborne elec-

- tromagnetics: Short abstracts of the 8th Workshop on Airborne Electromagnetics (AEM 2023, Fitzroy Island). 2023 (2). P. 97–100.
17. Karshakov E. Airborne electromagnetics: dealing with the aircraft speed: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 3–7th September 2023. P. 281–284.
18. Legault J.M. Airborne Electromagnetic Systems – State of the Art and Future Directions: CSEG Recorder, 2015. Vol. 40, № 6. P. 38–49.
19. Macnae J., Kratzer T. An Airborne Heterodyne Sulphide Exploration Test at Kempfield: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 2023. P. 295–298.
20. Smith R. Electromagnetic induction methods in mining geophysics from 2008 to 2012: Survey Geophysics. 2014. № 35. P. 123–156.
21. Sorensen K.I., Mai S., Mohr K.R., Nyboe N.S. Development of High Dipole TDEM Systems: Proceedings of AEM 2013, Mpumalanga, South Africa. 2013. № 2.
22. Sorensen K.I. The Developments in Helicopter TEM: proceedings of AEM 2018, Kolding, Denmark, 2018. № 2.
23. Spies B.R., Frischknecht F.C. Electromagnetic Sounding: Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, Applications. Ed. M.N. Nabighian. 2008. № 2. P. 285–425.
24. Volkovitsky A.K., Karshakov E.V. Adaptive correction for airborne electromagnetic measurements: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 3–7th September 2023, Fitzroy Island. P. 285–288.

REFERENCES

1. Velikin AB, Velikin AA. Novyj korrelyacionnyj metod impul'snoj elektrorazvedki s shumopodobnymi signalami CTEM dlya elektromagnitnogo zondirovaniya nedr pri poiskah uglevodorodnogo syr'ya: Trudy VII Vserossijskoj shkoly-seminara po elektromagnitnym zondirovaniyam Zemli imeni M.N. Berdichevskogo i L.L. Van'yana. Irkutsk, 14–19 September 2015 (in Russian).
2. Vovenko TA, Volkovitskiy AK, Pavlov BV, Karshakov EV, Thorenko MYu. Modeli i struktura bortovykh izmerenij prostranstvennykh fizicheskikh polej. Problemy upravleniya. 2015; (33): 59–68 (in Russian).
3. Volkovitskiy AK. Struktura i algoritmy bortovykh elektromagnitnykh sistem otnositel'nogo pozicionirovaniya. Diss. ... kand. tekhn. nauk.: 05.13.01, IPU RAN, Moscow, 2012. 115 p. (in Russian).
4. Gantmaher FR. Teoriya matric. Moscow: Nauka, 1966. 576 p. (in Russian).
5. Dmitriev VI. Obratnye zadachi geofiziki. Moscow: MAKS Press, 2012. 340 p. (in Russian).

6. Zhdanov MS. *Elektrozrazvedka: Uchebnik dlya vuzov*. Moscow: Nedra, 1986. 316 p. (in Russian).
7. Kameneckij FM, Timofeev VM, Mamaev VA. *Aeroelektrozrazvedka metodom perekhodnykh processov*. Moscow: Nedra, 1978. 64 p. (in Russian).
8. Karshakov EV. *Struktura i algoritmy obrabotki bortovykh izmerenij v aeromagnitnykh i aerelektromagnitnykh sistemah*. Diss. ... doktora tekhn. nauk: 05.13.01, IPU RAN, Moscow, 2018. 286 p. (in Russian).
9. Moilanen EV. Modern Methods of Airborne Electromagnetic Survey. *Izvestiya, Physics of the Solid Earth*. 2022; 58 (5): 755–764 (in Russian).
10. Pavlov BV, Volkovickij AK, Karshakov EV. Nizkochastotnaya elektromagnitnaya sistema odnositel'noj navigacii i orientacii. *Giroskopiya i navigaciya*. 2010; 1 (68): 3–14 (in Russian).
11. Svetov BS, Alekseev DA, Ageev VV, Karinskij SD, Yakovlev AG. *Primenenie shumopodobnykh signalov v zondirovaniyah stanovleniem polya. Geofizika*. 2012; (1): 52–60 (in Russian).
12. Svetov BS. *Teoriya, metodika i interpretaciya materialov nizkochastotnoj indukcionnoj elektrozrazvedki*. Moscow: Nedra, 1973. 254 p. (in Russian).
13. Yakubovskij YuV. *Induktivnye metody elektrozrazvedki*. Moscow: Gosgeoltekhizdat, 1963. 212 p. (in Russian).
14. Fountain D. Airborne Electromagnetic Systems – 50 Years of Development. *Exploration Geophysics*. 1998; (29): 1–11.
15. Gisselø PG, Nyboe NS. SkyTEM312HP – Optimized for depth of investigation: Proceedings of the 7th International workshop on airborne electromagnetics (AEM 2018), 2018. P. 1–3.
16. Karshakov EV, Tretyakova EA, Kaplun DV. 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). 2023; (2): 97–100.
17. Karshakov E. Airborne electromagnetics: dealing with the aircraft speed: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 3–7th September 2023. P. 281–284.
18. Legault JM. Airborne Electromagnetic Systems – State of the Art and Future Directions. *CSEG Recorder*. 2015; 40 (6): 38–49.
19. Macnae J, Kratzer T. An Airborne Heterodyne Sulphide Exploration Test at Kempfield: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 2023. P. 295–298.
20. Smith R. Electromagnetic induction methods in mining geophysics from 2008 to 2012. *Survey Geophysics*. 2014; (35): 123–156.
21. Sorensen KI, Mai S, Mohr KR, Nyboe NS. Development of High Dipole TDEM Systems: Proceedings of AEM 2013, Mpumalanga, South Africa, 2013; (2).
22. Sorensen KI. The Developments in Helicopter TEM: proceedings of AEM 2018, Kolding, Denmark. 2018; (2).
23. Spies BR, Frischknecht FC. *Electromagnetic Sounding: Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, Applications*. Ed. M.N. Nabighian. 2008; (2): 285–425.
24. Volkovitsky AK, Karshakov EV. Adaptive correction for airborne electromagnetic measurements: 8th International Airborne Electromagnetics Workshop, 3–7th September 2023, Fitzroy Island, 2023. P. 285–288.

ОБ АВТОРАХ



БОГАТЫРЕВ
Даниил Иванович

Инженер Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. Окончил Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова. Автор 5 научных работ в области аэрогеофизических исследований.



ГАРАКОЕВ
Амир Мусаевич

Старший научный сотрудник Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. Окончил Московский государственный университет им. Н.Э. Баумана по специальности «прикладная математика». Автор 6 работ в области оптимального управления подвижными объектами.



МОЙЛАНЕН
Евгений Викторович

Глава отдела геофизики компании «Геотехнологии», научный сотрудник ИПУ РАН. Окончил МГУ им. М.В. Ломоносова. Преподаватель курса «Аэрогеофизика» в МГУ с 2014 г. Специалист в области аэрогеофизических технологий. Автор более 50 научных работ.