

# ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В НИЗКОЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ПОЛЕ.

## Ч. 2. Особенности технической реализации

А.К. Волковицкий, Е.В. Каршаков, Б.В. Павлов

Рассмотрены теоретические аспекты особенностей технической реализации низкочастотной электромагнитной системы относительного позиционирования, приведены основные ограничения реализации, дан анализ искажающих факторов и предложены методы их коррекции. Рассмотрены методы и алгоритмы стабилизации измерительных параметров и калибровки системы относительного позиционирования. Приведены результаты калибровки, полученные для системы типа «буксировщик буксировщик — буксируемый объект» в условиях реального полета.

**Ключевые слова:** относительное позиционирование, электромагнитная система, подвижный объект.

### ВВЕДЕНИЕ

Первая часть [1] статьи посвящена теоретическому обоснованию принципа определения пространственных и угловых координат подвижного объекта в низкочастотном переменном магнитном поле. Рассматривается система, состоящая из передатчика и приемника (измерителя поля). Передатчик располагается в одной точке (в начале некой базовой системы координат) и представляет собой набор из трех работающих на разных частотах  $\omega_i$  точечных дипольных излучателей, векторы моментов  $\mathbf{M}_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ , которых линейно независимы. Приемник представляет собой точечный измеритель проекций векторов напряженности переменного магнитного поля на взаимно перпендикулярные направления осей чувствительности. Он может находиться в любой точке пространства, определяемой в базовой системе координат радиус-вектором  $\mathbf{r}$ , направление осей чувствительности приемника в общем случае не совпадает с направлением осей базовой системы координат и определяется ортогональной матрицей поворота  $\mathbf{R}$ . Векторы поля, измеряемые приемником, определяются выражением [2]:

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

$$\text{где } \mathbf{\Omega}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}|^3} (3\mathbf{e}_R\mathbf{e}_R^T - \mathbf{E}), \quad \mathbf{e}_R^T\mathbf{e}_R = (\mathbf{e}_R, \mathbf{e}_R) = 1,$$

$$\mathbf{e}_R\mathbf{e}_R^T = \begin{pmatrix} e_x e_x & e_x e_y & e_x e_z \\ e_y e_x & e_y e_y & e_y e_z \\ e_z e_x & e_z e_y & e_z e_z \end{pmatrix}, \quad \mathbf{e}_R = \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}.$$

В работе [1] предложен метод определения элементов матриц  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})$ , позволяющий вычислить значение вектора  $\mathbf{r}$  (положение точки измерения в базовой системе координат) и углы Эйлера для приемника в базовой системе координат при идеальных условиях измерения линейно поляризованного поля трех совмещенных точечных источников.

При технической реализации упомянутого принципа обязательно должны быть учтены реальные условия измерений и технические особенности передающих и измерительных устройств, влияние возмущающих факторов на работу системы.

### 1. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ И ИХ КОРРЕКЦИЯ

Заметим, что соотношение (1) относится к случаю выполнения условий квазистационарности поля. Применительно к монохроматическому полю в воздухе условие квазистационарности определяется размером пространственной области, в которой  $L \ll 2\pi c/\omega$ , где  $L$  — расстояние между приемником и передатчиком,  $c$  — скорость света, от-



куда следует, что для систем относительного позиционирования, работающих в радиусе нескольких сотен метров, рабочие частоты гармонического возбуждения источников поля не должны превышать 12–15 кГц.

Измерительная часть приемника включает в себя магниточувствительную систему, в качестве которой служит трехкомпонентный индукционный датчик, измерительный усилитель и АЦП. Сигнал на концах трех пространственно ортогональных приемных рамок индукционного датчика пропорционален производной по времени проекции суммарного вектора индукции магнитного поля и представляет собой сигнал, обусловленный совокупным влиянием поля трех диполей передатчика, работающих на разных частотах, а также полем других сигналов и помех в рабочем диапазоне частот.

Наиболее удобный способ выделения из этой совокупности сигналов, относящихся к работе каждого из трех передатчиков, заключается в синхронном детектировании на соответствующих частотах. На каждой из рабочих частот вычисляются следующие свертки для каждой из осей чувствительности:

$$\begin{aligned} U_c &= \frac{1}{l} \int_{-l}^l f(t)u(t)\cos(\omega t + \varphi)dt, \\ U_s &= \frac{1}{l} \int_{-l}^l f(t)u(t)\sin(\omega t + \varphi)dt. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь  $u(t)$  — сигнал на концах приемной рамки,  $U_c$  и  $U_s$  — синфазная и квадратурная компоненты синхронного детектирования,  $f(t)$  — весовая функция когерентного накопления, форма которой определяет частотную характеристику синхронного детектирования,  $2l$  — ширина окна когерентного накопления,  $\varphi$  — фаза детектирования.

Полученные значения свертки в векторной комплексной записи будут  $\vec{U} = U_c + iU_s$ . Результатом синхронного детектирования на каждой из рабочих частот является комплексный вектор, значения действительной и мнимой компонент которого зависят от фазы детектирования  $\varphi$ . В то же время для относительного позиционирования с помощью предлагаемого метода [1] сигналы должны быть преобразованы в значения действительных векторов, подчиняющихся закону распространения поля (1).

Вследствие неизбежных при технической реализации нарушений идеальности приемной системы свертки (2) подвержены измерительным искажениям, которые могут быть представлены в виде

$$\vec{U} = \check{\xi}(\omega)\check{\chi}(\omega)\check{H} = \check{\chi}(\omega)\check{\xi}(\omega)\check{H}. \quad (3)$$

Здесь  $\vec{U}$  — результат измерения значения вектора поля  $\check{H}$ ,  $\check{\chi}(\omega)$ ,  $\check{\xi}(\omega)$  — комплексные матрицы  $3 \times 3$ .

Комплексная матрица безразмерных коэффициентов  $\check{\chi}(\omega)$  определяет искажения результатов измерений, обусловленные взаимным влиянием приемных рамок. Диагональные коэффициенты этой матрицы равны 1, недиагональные отражают неизбежную неортогональность рамок, а также влияние их друг на друга на разных частотах.

Комплексная матрица масштабных коэффициентов  $\check{\xi}(\omega)$  — диагональная матрица чувствительности каналов измерительной системы на разных частотах. Поскольку параметры электронных узлов системы зависят от теплового режима отдельных элементов, значения элементов этой матрицы существенно, хотя и медленно, изменяются с температурой. Искажения, обусловленные температурной зависимостью матрицы чувствительности, оказываются напрямую связанными со снижением точности относительного позиционирования, главным образом потому, что амплитуда вектора поля обратно пропорциональна кубу расстояния до источника. В условиях такой сильной зависимости даже незначительные погрешности в измерении амплитуд сигналов приводят к существенным ошибкам в определении пространственных координат.

В особенностях алгоритма синхронного детектирования заключена возможность высокоточного контроля и стабилизации измерительных характеристик приемника. Если в качестве весовой функции когерентного накопления в выражениях (2) взять фильтр с конечной импульсной характеристикой, то амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора на характерных частотах, близких к частоте детектирования, принимает нулевое значение. На рис. 1 приведена форма этой частотной характеристики, достигнутой при конкретной практической реализации. Разность частот между точками с нулевой чувствительностью (помечены на графике) очень мала и составляет единицы герц. Стационарный гармонический сигнал каждой из этих частот, действующий на входе синхронного детектора, не оказывает влияния на детектирование основной частоты, однако, может быть протектирован на своей собственной частоте.

Это дает возможность использовать для контроля частотной характеристики бигармоническое переменное магнитное поле контрольного пилот-сигнала  $H_p(t) = A[\cos(\omega - \delta)t + \cos(\omega + \delta)t]$ . Это контрольное поле должно возбуждаться дополнительным точечным источником, расположенным в непосредственной близости от измерительного датчика и неподвижным относительно него.

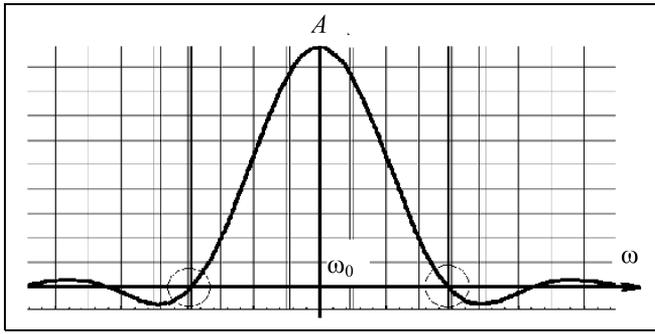


Рис. 1. Частотная характеристика синхронного детектора

С учетом влияния искажений, обусловленных матрицей чувствительности, результатом синхронного детектирования будут следующие свертки:

$$\begin{aligned} \frac{1}{l} \int_{-l}^l f(t) \check{\xi}(\omega_0) \mathbf{U}(t) e^{i\omega_0 t} dt &= \check{\mathbf{U}}_0 = \check{\xi}(\omega_0) \check{\mathbf{H}}, \\ \frac{1}{l} \int_{-l}^l f(t) \check{\xi}(\omega_0 + \delta) \mathbf{U}(t) e^{i(\omega_0 + \delta)t} dt &= \\ &= \check{\mathbf{U}}_R = \check{\xi}(\omega_0 + \delta) \mathbf{A}, \\ \frac{1}{l} \int_{-l}^l f(t) \check{\xi}(\omega_0 + \delta) \mathbf{U}(t) e^{i(\omega_0 - \delta)t} dt &= \check{\mathbf{U}}_L = \check{\xi}(\omega_0 + \delta) \mathbf{A}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь  $\mathbf{U}(t)$  — вектор, составленный из значений электрических напряжений, действующих на концах приемных рамок индукционного датчика.

Из выражений (4) следует, что возбуждение и детектирование пилот-сигнала непрерывной амплитудно-фазовой калибровки в виде  $\mathbf{H}_p(t) = A[\cos(\omega - \delta)t + \cos(\omega + \delta)t]$ , никак не искажая результатов измерений на основной частоте, позволяет вычислить значение матрицы чувствительности на близких к ней частотах пилот-сигнала. Поскольку на относительно узком интервале  $\omega_0 - \delta \leq \omega \leq \omega_0 + \delta$  частотную характеристику всей приемной системы  $\check{\xi}(\omega)$  можно считать линейной функцией частоты, для значения комплексного коэффициента чувствительности на рабочей частоте справедливо выражение

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} (\check{\mathbf{U}}_R + \check{\mathbf{U}}_L) &= \frac{1}{2} [\check{\xi}(\omega_0 + \delta) + \check{\xi}(\omega_0 - \delta)] \mathbf{A} \approx \\ &\approx \check{\xi}(\omega_0) \mathbf{A}. \end{aligned}$$

Компоненты вектора  $\mathbf{A}$  полагаются известными, поскольку пилот-сигнал возбуждается искусственно при вполне определенных геометрических

параметрах. Домножив обе части (4) на постоянную матрицу  $\mathbf{G} = \text{diag}(1/A_x, 1/A_y, 1/A_z)$ , получим:

$$\frac{1}{2} \mathbf{G} (\check{\mathbf{U}}_R + \check{\mathbf{U}}_L) = \mathbf{G} \check{\xi}(\omega_0) \mathbf{A} = \check{\xi}(\omega_0).$$

Применение этого метода позволяет в одном и том же измерительном процессе определить значение основного сигнала  $\check{\mathbf{U}}_0 = \check{\xi}(\omega_0) \check{\mathbf{H}}$  при синхронном детектировании на рабочей частоте и значение матрицы коэффициентов чувствительности  $\check{\xi}(\omega_0)$  (и обратной к ней матрицы  $\check{\xi}^{-1}(\omega_0)$ ) при детектировании на двух дополнительных частотах. Теперь можно определить значение кажущегося комплексного вектора поля. Принимая во внимание выражение (3),  $\check{\mathbf{H}} = \check{\chi}^{-1}(\omega_0) \check{\xi}^{-1}(\omega_0) \check{\mathbf{U}}_0$ .

Вектор  $\check{\mathbf{H}}$  представляет собой комплексное значение результата измерения истинного вектора поля  $\check{\mathbf{H}}$  с учетом измерительных искажений, обусловленных взаимным влиянием чувствительных рамок датчика.

Приведенный метод пилот-коррекции, к сожалению, не позволяет с достаточной точностью определить коэффициенты матрицы взаимных влияний  $\check{\chi}(\omega)$ , поскольку поле источника пилот-сигнала, находящегося в непосредственной близости от приемных рамок, является существенно градиентным. Кроме того, в условиях  $|\mathbf{r}| \approx 0$  нельзя считать приемник поля точечным измерителем. Тем не менее, при незначительных измерительных искажениях, определяемых матрицей  $\check{\chi}(\omega)$  (на практике не превышает 3–5%), оказывается возможным приближенное определение вектора поля в виде

$\mathbf{H}_A \approx \text{Re}(e^{i\varphi} \check{\mathbf{H}})$  при том, что  $\mathbf{H}_A^T(\varphi) \mathbf{H}_A(\varphi) \rightarrow \max$  [3]. Этот вектор является действительным вектором большой полуоси эллипса поляризации поля.

Рассмотрим влияние на результаты измерений искажения поля вследствие неидеальности передающей системы. Представим искажение вектора дипольного момента передатчика, работающего на частоте  $\omega_i$ , в виде влияния некоего добавочного точечного источника поля на этой частоте, расположенного также в центре передающей системы, с комплексным значением амплитуды дипольного момента  $\Delta \check{\mathbf{M}}_i$ . Такой вектор может быть представлен линейной комбинацией трех основных векторов момента  $\mathbf{M}_j, j = 1, 2, 3$ . Суммарный вектор момента на частоте  $\omega_i$  в этом случае

$$\mathbf{M}'_i = \mathbf{M}_i + \Delta \check{\mathbf{M}}_i = \mathbf{M}_i + \check{k}_{i1} \mathbf{M}_1 + \check{k}_{i2} \mathbf{M}_2 + \check{k}_{i3} \mathbf{M}_3.$$



Вследствие линейности преобразования (1) полная модель результатов измерений поля в любой точке пространства определяется выражением

$$\mathbf{H}'_i = \mathbf{H}_i + \tilde{k}_{i1} \mathbf{H}_1 + \tilde{k}_{i2} \mathbf{H}_2 + \tilde{k}_{i3} \mathbf{H}_3, \quad (5)$$

где (с учетом формулы (3))  $\mathbf{H}_i = \tilde{\chi}^{-1}(\omega_i) \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}_i$ .

Выражение (5) представляет собой единое корректирующее правило, учитывающее несовершенство как измерительной, так и передающей систем, а также то, что в результате пилот-коррекции все коэффициенты в приведенном выражении неизменны во времени.

Определение значений коэффициентов корректирующего правила (5) и элементов матриц  $\tilde{\chi}^{-1}(\omega_i)$  представляет собой задачу калибровки измерительной системы [4]. При наличии полной априорной сторонней информации о взаимном пространственном и угловом положении приемника и передатчика в различных точках поля согласно соотношению (1) можно для каждой точки серии вычислить значение векторов  $\mathbf{H}'_i$  при заданных параметрах векторов момента диполей передатчика и, располагая результатами измерений  $\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}_i$ , решить систему уравнений (5) относительно элементов матриц  $[\tilde{k}_{ij} \tilde{\chi}^{-1}(\omega)]$ . Однако реализовать такой эксперимент на практике оказывается очень сложно, поэтому актуальна постановка задачи калибровки при ограниченном наборе сторонней информации [4].

Калибровку можно выполнить в три этапа, первый из которых — приведение результатов измерений к линейно поляризованному полю трех точечных источников. С учетом выражения (5) и в предположении относительной малости измерительных искажений, корректирующее правило может быть представлено в виде:

$$\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i = \text{Re}(\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}_i) + \tilde{k}'_{i1} \mathbf{H}_{A1} + \tilde{k}'_{i2} \mathbf{H}_{A2} + \tilde{k}'_{i3} \mathbf{H}_{A3}. \quad (6)$$

Здесь  $\mathbf{H}_{A1}$ ,  $\mathbf{H}_{A2}$  и  $\mathbf{H}_{A3}$  — кажущиеся векторы больших полуосей эллипсов поляризации поля трех диполей на соответствующих частотах,  $\tilde{k}'_{ij}$  — комплексные коэффициенты корректирующего правила,  $\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i$  — измеренный комплексный вектор на частоте  $\omega_i$  со средней начальной фазой детектирования, соответствующей фазе большой полуоси эллипса поляризации.

Коэффициенты  $\tilde{k}'_{ij}$  могут быть найдены по серии измерений в различных точках поля с разными значениями углов Эйлера для приемника в ба-

зовой системе координат. Никакой точно измеренной априорной информации не требуется. Задача сводится к выражению  $\text{Im} \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i$  в виде линейной комбинации векторов больших полуосей поля для всех трех излучателей. В соответствии с выражением (5) коэффициенты  $\tilde{k}'_{ij}$  ищутся в виде комплексных матриц  $3 \times 3$  методом наименьших квадратов. После введения этих поправок  $\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i = \text{Re}(\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i)$ . Значения проекций действительной компоненты этого комплексного вектора и используется в уравнениях базового алгоритма позиционирования [1]. После проведения этого этапа калибровки все дальнейшие вычисления производятся над действительными векторами  $\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i = \text{Re}(\tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i)$ .

Второй этап калибровки — вычисление коэффициентов поправок, компенсирующих геометрические искажения дипольной возбуждающей системы передатчика. Пусть в серии экспериментов известна лишь сторонняя информация о длине и направлении радиус-вектора точки измерения поля в базовой системе координат. Зная вектор  $\mathbf{r}$ , можно определить коэффициенты матрицы  $\mathbf{\Omega}(\mathbf{r})$  из соотношения (1). Если теперь предположить, что искажение передающей системы относительно мало, можно получить следующие приближенные значения для скалярных произведений измеренных векторов:

$$\begin{aligned} \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i{}^T \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_j &= \mathbf{M}_i^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j + \sum_{l=1}^3 k_{il}^{II} \mathbf{M}_i^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l + \\ &+ \sum_{m=1}^3 k_{jm}^{II} \mathbf{M}_m^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j + o(k_{ij}^{II}), \end{aligned}$$

$$\mathbf{M}_l = \mathbf{M}_l + k_{l1}^{II} \mathbf{M}_1 + k_{l2}^{II} \mathbf{M}_2 + k_{l3}^{II} \mathbf{M}_3,$$

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{\Omega}(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l, \quad l = 1, 2, 3, \quad |k_{ij}^{II}| \ll 1, \quad |k_{ij}^{II}| = 0$$

при  $i > j$ .

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

$$\begin{aligned} \sum_S \left( \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_i{}^T \tilde{\tilde{\mathbf{H}}}'_j - \mathbf{M}_i^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j - \sum_{l=1}^3 k_{il}^{II} \mathbf{M}_i^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_l - \right. \\ \left. - \sum_{m=1}^3 k_{jm}^{II} \mathbf{M}_m^T \mathbf{\Omega}^2(\mathbf{r}) \mathbf{M}_j \right)^2 \rightarrow \min \end{aligned}$$

(суммирование выполняется по всем измерениям в серии).

Введение поправок согласно вычисленным коэффициентам приводит результаты измерений к полю сосредоточенной системы трех точечных диполей, векторы моментов которых взаимно перпендикулярны и имеют заданную амплитуду, с точностью до поворота этой системы на малый угол в базовой системе координат. Учитывая, что природа возмущающего вектора в рамках строгой модели никак не была определена, можно трактовать ее как совокупность различных влияний: геометрического отклонения истинного направления вектора момента от заданного, отличия амплитуды вектора от заданного значения, а также появления наведенных вихревых токов в проводящих объектах вблизи передатчика.

На третьем этапе калибровки определяется угловая поправка к начальной угловой ориентации приемника относительно передатчика. Для вычисления этой поправки следует определить угловые координаты приемника с помощью системы относительного позиционирования [1] в одной точке поля и соотнести полученные результаты с известными значениями углов Эйлера, измеренными сторонними методами в базовой системе координат. Если матрица ориентации, полученная по априорной информации, есть  $\mathbf{R}$ , а вычисленная по решению задачи относительного позиционирования

—  $\mathbf{R}'$ , то можно определить и матрицу поправки малого поворота  $\mathbf{Q}^T = \mathbf{R}'\mathbf{R}^T$ .

После того, как поправочные коэффициенты на всех трех этапах вычислены, они в том же порядке применяются в процедурах коррекции результатов измерений.

## 2. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ СТАБИЛИЗАЦИИ И КАЛИБРОВКИ СИСТЕМЫ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Рассматриваемые здесь принципы построения системы относительного позиционирования и набор алгоритмов реализованы на практике в составе аэроразведочного комплекса ЕМ4Н (ЗАО «Геотехнологии», Россия), предназначенного для дистанционного определения удельной проводимости горных пород [2]. В работах [1, 2, 5] дана оценка эффективности применения в составе комплекса ЕМ4Н рассматриваемой системы относительного позиционирования. Здесь же уделим основное внимание определению эффективности реализации элементов измерительной системы — алгоритмов калибровки системы и метода пилот-коррекции и стабилизации частотной характеристики.

Графики вычисленных геометрических параметров (рис. 2—6) позволяют оценить эффективность алгоритмов калибровки системы относи-

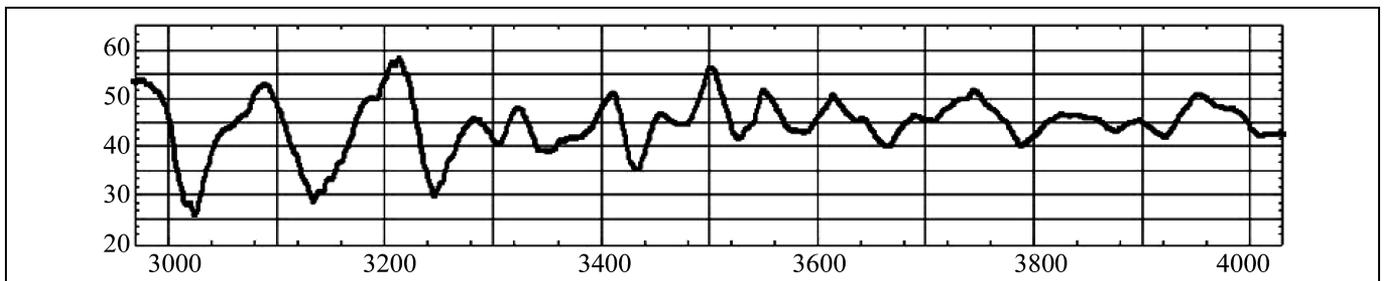


Рис. 2. Счисление значения угла направления радиус-вектора, град.

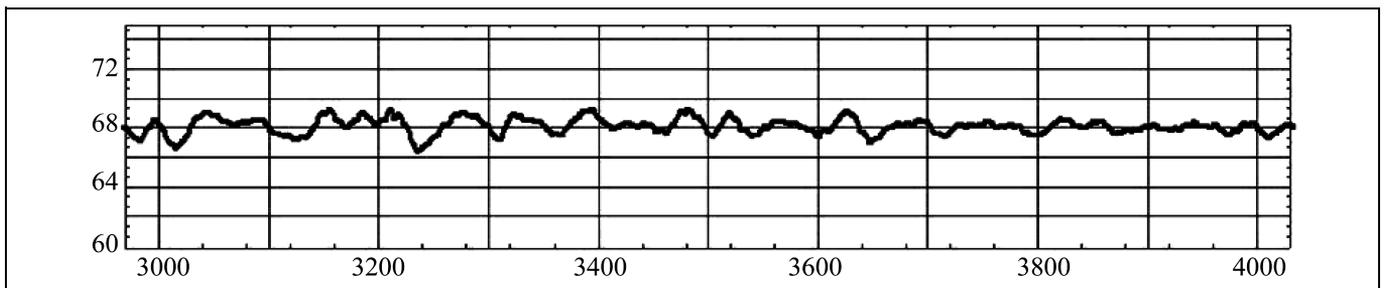


Рис. 3. Счисление длины радиус-вектора, м

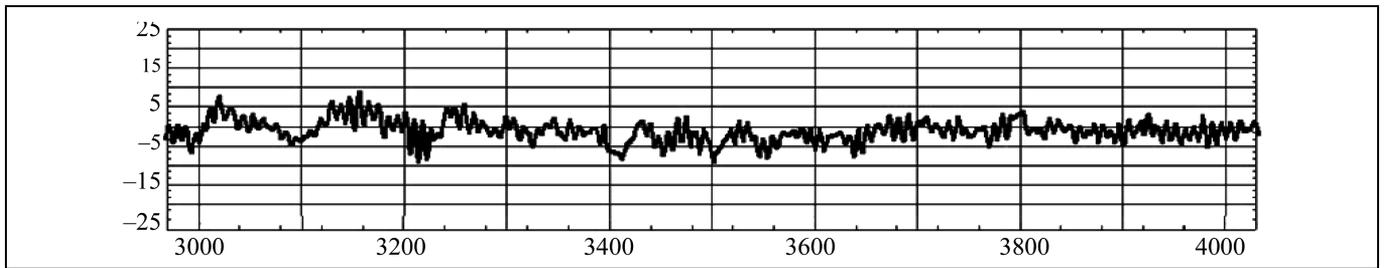


Рис. 4. Счисление угла поворота приемника, град.

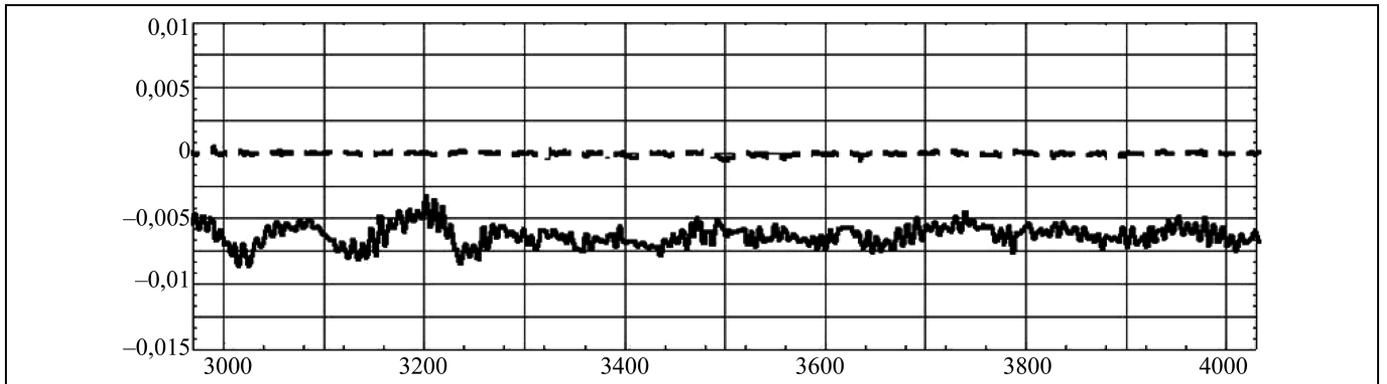


Рис. 5. Приведение результатов измерений к линейно-поляризованному полю

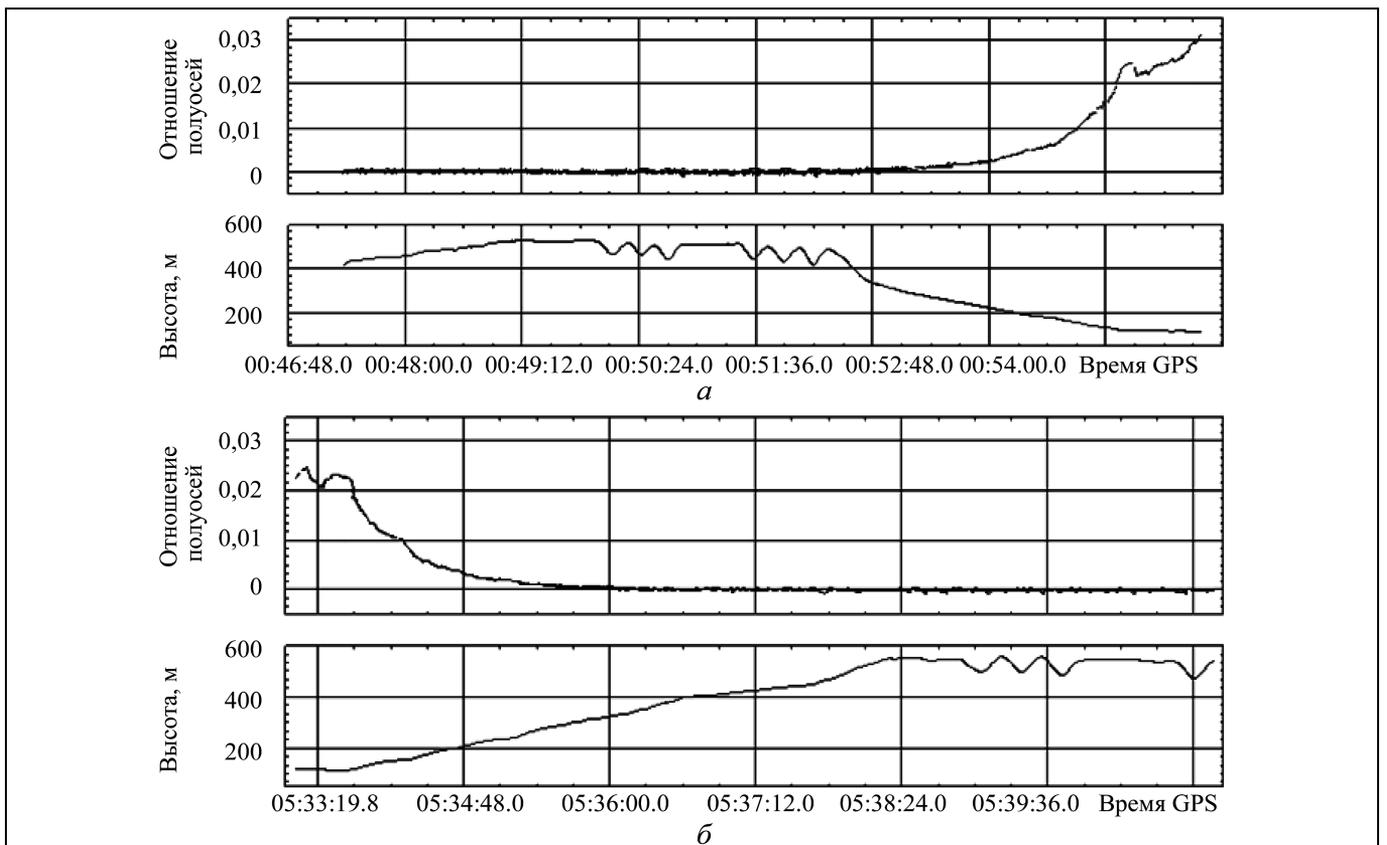


Рис. 6. Контроль эффективности системы стабилизации: начало (а) и завершение (б) полета

тельного позиционирования. На рис. 2 показано значение угла направления радиус-вектора точки положения приемника в системе координат, связанной с передатчиком, на рис. 3 — длина радиус-вектора «передатчик — приемник», на рис. 4 — значение угла поворота приемника в системе координат передатчика. По осям абсцисс на графиках отложены измерительные отсчеты в темпе 6,6 Гц.

Из графиков видно, что после проведенных калибровок значения геометрических параметров вполне соответствуют реальной геометрии системы ЕМ4Н.

Результаты калибровки приемника (приведение к линейно-поляризованному полю) показаны на рис. 5. По оси ординат отложено вычисленное значение отношения полуосей эллипса поляризации на одной из частот до и после калибровки, которое по условиям эксперимента должно быть равно нулю. Из графиков видно, что приведение к линейно-поляризованному полю на два порядка уменьшает погрешность измерения параметров вектора поля. Также видно, что искажение результатов измерения обусловлено как влиянием поля вихревых токов, наведенных в проводящих конструкциях летательного аппарата (низкочастотная составляющая нижнего графика), так и несовершенством приемной системы (высокочастотная составляющая нижнего графика). Таким образом подтверждается правильность выбора формы корректирующих коэффициентов правила (6) в виде комплексных матриц  $3 \times 3$ .

Эффективность метода стабилизации измерительных параметров приемной системы с помощью пилот-коррекции можно оценить, наблюдая значение отношения полуосей эллипса поляризации на одной из частот за длительное время. Графики, приведенные на рис. 6, относящиеся к началу и завершению одного и того же полета, продолжительность которого составила около пяти часов, показывают, что за этот период времени значение данного параметра на большой высоте закономерно равно нулю с высокой точностью и, следовательно, измерительные свойства системы на протяжении всего полета остаются неизменными. Хорошо видно влияние на измеряемый параметр отклика от поверхности земли при малом значении высоты полета. Введение поправок, учитывающих это влияние на работу измерительной системы также возможно, однако эта тема выходит за рамки данной работы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведены основные ограничения и принципы технической реализации низкочастотной электромагнитной системы относительного позиционирования.

Исходя из особенностей базового алгоритма позиционирования в векторном поле [1] и связанных с ним ограничений квазистационарности поля, определен диапазон рабочих частот системы. Рассмотрены методы обработки сигналов, позволяющие исключить влияние различных факторов на точность решения задачи углового и пространственного относительного позиционирования. Рассмотрены алгоритмы решения сопутствующих проблем определения параметров векторов поля источников, не являющихся точечными диполями, калибровки электромагнитной системы относительного позиционирования. Представлены основные принципы стабилизации измерительных характеристик электромагнитной системы.

Высокая точность геофизического картирования с помощью аэроэлектроразведочного комплекса ЕМ4Н обусловлена наличием в его составе подсистемы относительного позиционирования, построенной на базе предложенных методов и алгоритмов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Волковицкий А.К. Каршаков Е.В. Павлов Б.В. Позиционирование подвижных объектов в низкочастотном магнитном поле. Ч. I. Базовый алгоритм относительного позиционирования // Проблемы управления. — 2013. — № 1 — С. 57—62.
2. Волковицкий А.К. Каршаков Е.В. Мойлайнен Е.В. Низкочастотная индуктивная аэроэлектроразведочная система ЕМ-4Н // Записки Горного института. — 2009. — Т. 183. — С. 224—227.
3. Светов Б.В. Основы геоэлектрики. — М.: Изд-во ЛКИ, 2008. — 656 с.
4. Каршаков Е.В. Задача калибровки электромагнитной системы относительного позиционирования // Управление большими системами. — 2012. — Вып. 37. — С. 250—268.
5. Павлов Б.В. Волковицкий А.К. Каршаков Е.В. Низкочастотная электромагнитная система относительной навигации и ориентации // Гирскопия и навигация. — 2010. — № 1 (68) — С. 3—15.

Статья представлена к публикации членом редколлегии В.Н. Афанасьевым.

Андрей Кириллович Волковицкий — вед. инженер,  
☎ (495) 334-90-80, ✉ avolkovitsky@yandex.ru,

Евгений Владимирович Каршаков — канд. физ.-мат. наук,  
ст. науч. сотрудник,  
☎ (495) 334-90-80, ✉ karshak@mail.ru,

Борис Викторович Павлов — д-р техн. наук,  
гл. науч. сотрудник,  
☎ (495) 334-93-51, ✉ pavlov@ipu.ru,

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,  
г. Москва.