

УДК 519.24

ИНТЕРПОЛЯЦИОННОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ПОМЕХИ В СИСТЕМЕ АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ*

А. А. Мурасев, А. А. Спектор

*Новосибирский государственный технический университет,
630073, г. Новосибирск, просп. К. Маркса, 20
E-mail: murasev.alex@gmail.com*

Для компенсации помехи в системе аэроэлектроразведки полезных ископаемых предложен метод её интерполяционного оценивания, основанный на байесовской теории. Получены выражения для оценок параметров гауссовской модели помехи. Представлены результаты экспериментального применения разработанного алгоритма оценивания помехи для различных параметров эксперимента.

Ключевые слова: аэроэлектроразведка, интерполяционное оценивание, гауссовская помеха.

Введение. Одним из эффективных методов разведки полезных ископаемых является электроразведка (ЭР) [1, 2]. Её суть состоит в зондировании земли мощным импульсом магнитного поля, вызывающим возникновение в исследуемой среде вихревых токов, характер которых определяется её электрическими и магнитными свойствами. Последние, в свою очередь, служат источниками ЭДС, наводимых в приёмной апертуре системы ЭР. Регистрируемые приёмным устройством сигналы, таким образом, формируются электромагнитной структурой среды. Интенсивно развиваемые в настоящее время специальные математические методы направлены на решение обратной задачи восстановления электромагнитных характеристик среды на основе интерпретации полученных сигналов [3, 4].

Существенным препятствием для этой геофизической технологии являются сильные помехи, возникающие в приёмном устройстве как побочный продукт функционирования системы ЭР и других технических систем, обеспечивающих проведение работ. Уровень наблюдаемых помех может многократно превышать полезный эффект, что ставит под вопрос саму техническую реализуемость метода. Обычно используемая цифровая запись сигналов и случайный характер помех предопределяют выбор статистических методов цифровой обработки.

Существует значительное число схем ЭР, различающихся местом размещения излучающей и приёмной апертур, их размерами и другими техническими особенностями, которые влияют на формирование как полезных сигналов, так и помех. Поэтому создание методов подавления помех должна быть привязана к конкретной схеме ЭР, что, однако, не исключает развития общих принципов обработки сигналов. Одним из них является принцип адаптации по отношению к параметрам помехи, существенный элемент которого есть оценивание этих параметров. В данной работе рассматривается оценка параметров помехи при аэроэлектроразведке (АЭР), когда геофизическая аппаратура размещается на борту летательного аппарата — обычно вертолёта.

*Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 2014/138, проект № 1176).

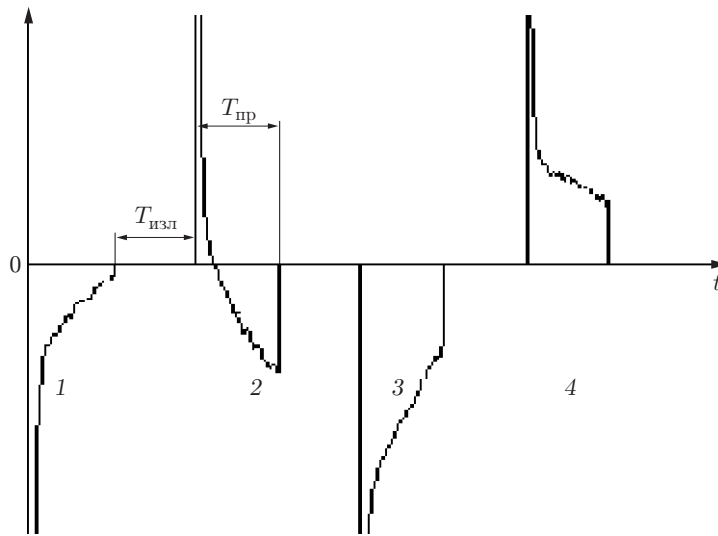


Рис. 1

Постановка задачи и метод решения. В состав аппаратуры при аэроэлектроразведке входят излучающая и приёмная рамки, подвешиваемые на тросах под летательным аппаратом. Используется периодический режим работы в виде последовательности циклов излучения и приёма, часто имеющих равную длительность. При излучении в излучающую рамку подаётся постоянный ток (единицы–десятки ампер), а при приёме осуществляется регистрация сигнала, индуцируемого в приёмной рамке под воздействием вихревых токов в земле. Характерный вид принятого сигнала представлен на рис. 1 ($T_{изл}$ и $T_{пр}$ — длительности циклов излучения и приёма; 1–4 — номера рабочих циклов приёма). На рис. 2 показаны сигнальная и помеховая составляющие принятого сигнала. В системе обычно используется чередование полярности импульсов первичного тока, что приводит к чередованию полярности и принятого сигнала. Задача обработки — максимально точное воспроизведение полезного сигнала, в том числе и на участках, где его значение приближается к нулю. Очевидно, что здесь значения помехи многократно превышают полезный сигнал (см. рис. 2), и это проявляется в его сильных искажениях во входном сигнале (см. рис. 1). Длительность цикла приёма $T_{пр}$ обычно заметно превышает длительность принимаемого полезного сигнала T_c (см. рис. 2). При этом временной промежуток $T_o = T_{пр} - T_c$, составляющий до 40 % длительности цикла, содержит только отрезок помехи, что можно

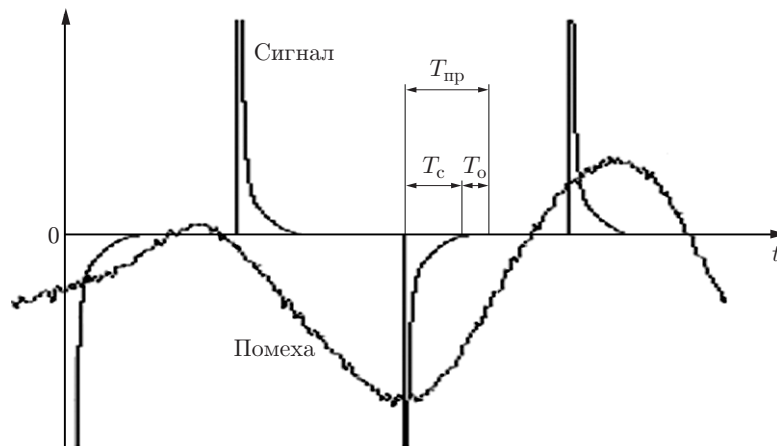


Рис. 2

использовать для оценки её характеристик. Как упоминалось выше, в системах АЭР применяется цифровая обработка принятых сигналов. Поэтому далее t — дискретное время (порядковый номер отсчёта); $T_{\text{пр}}$, T_c и T_o — число отсчётов, определяющих длительности цикла приёма, полезного сигнала и промежутка, отводимого на оценивание характеристик помехи. Введём также обозначение следующих множеств: $\Omega_{\text{пр}}$, Ω_c , Ω_o — моменты времени, составляющие цикл приёма, соответствующие ненулевому значению сигнала и наличию только помехи. При необходимости эти множества будут снабжаться индексом, указывающим на номер цикла, к которому они относятся.

Из рис. 2 видно, что помеха представляет собой суперпозицию двух случайных процессов. Первый из них, относительно медленный, имеет высокую интенсивность; его интервал корреляции и период следования сигнальных импульсов — величины одного порядка. Второй случайный процесс характеризуется существенно меньшими значениями интервала корреляции и мощности. Для краткости первую составляющую помехи далее будем называть медленной помехой (МП), а вторую — быстрой (БП). Корреляционные характеристики этих помех заметно различаются, поэтому целесообразно использовать различные методы борьбы с ними.

Особое значение имеет ослабление медленной помехи из-за её высокой интенсивности, а также вследствие того, что её интервал корреляции сопоставим с длительностью полезного сигнала. Эти особенности, как видно из рис. 1 и 2, приводят к существенным искажениям полезного импульсного сигнала. Фильтрация такого сигнала является самостоятельной задачей, выходящей за рамки данной публикации. Однако при любом статистическом подходе к её решению неизбежно использование вероятностной модели помехи. Наиболее полный вариант этой модели — многомерное распределение рабочей выборки, участвующей в образовании оценки сигнала.

Далее полагаем, что основной задачей обработки сигналов АЭР будет получение оценки полезного сигнала в некотором цикле приёма, называемом рабочим. Применяя поочерёдно решение этой задачи к различным циклам, можно получить оценки полезного сигнала для любого объёма обрабатываемых данных.

Поскольку $T_c < T_{\text{пр}}$, то оценка находится лишь в пределах реальной длительности сигнала T_c . Обозначим $Y = \|y_1, y_2, \dots, y_{T_c}\|'$ как вектор МП, состоящий из всех её значений на интервале Ω_c оценивания сигнала; $(\cdot)'$ — символ транспонирования. Вектор Y в значительной мере статистически зависит от значений МП не только на интервале Ω_o рабочего цикла, но и от её значений в соседних циклах приёма как предшествующих рабочему, так и последующих. В связи с этим целесообразно поставить задачу получения оценки вектора Y , основанной на использовании данных, наблюдаемых на участках приёма Ω_{oi} , свободных от полезного сигнала, в циклах приёма, отстоящих от рабочего цикла на i номеров.

Пусть Z — вектор, элементами которого являются либо сами наблюдаемые отсчёты помехи на всех интервалах Ω_{oi} , применяемых для оценки вектора Y , либо результаты их некоторого предварительного преобразования. Тогда задача оценки вектора Y заключается в определении условного (апостериорного) распределения вероятностей (АРВ) $p(Y | Z)$, располагая которым можно найти искомую оценку \hat{Y} как математическое ожидание:

$$\hat{Y} = \int Y p(Y | Z) dY, \quad (1)$$

а также дисперсионную матрицу

$$D_Y = \int (Y - \hat{Y})(Y - \hat{Y})' p(Y | Z) dY, \quad (2)$$

служащую характеристикой ошибок оценивания вектора Y . Сформулированная задача по известной классификации [5, 6] относится к задачам интерполяции, поскольку оценивание осуществляется по предшествующим и последующим (относительно рабочей области) наблюдениям.

Заметим, что интерполяция часто применяется в различных информационных технологиях для борьбы с медленно изменяющимися помехами. Характерный пример представлен в [7], где при обработке последовательности изображений производится интерполяционное оценивание фона для его последующего ослабления.

Апостериорное распределение вероятностей $p(Y | Z)$ обычно определяется на основе формулы Байеса $p(Y | Z) = p(Z, Y)/p(Z)$, для применения которой необходимо найти входящие в правую часть распределения вероятностей. Рассмотрим математическую модель случайных векторов Z и Y . Примем сначала, что вектор Z образован всеми элементами исходного наблюдения, относящимися к интервалам Ω_{oi} , $i = -(I - 1)/2, (I - 1)/2$, где нечётное число I — общее количество интервалов, используемых для получения оценок помехи, расположенных симметрично относительно рабочего цикла. Элементы данного вектора представляют собой сумму отсчётов МП x_l и БП ξ_l :

$$z_l = x_l + \xi_l, \quad l = \overline{1, L}, \quad (3)$$

где $L = IT_0$ — число всех отсчётов, принадлежащих объединённому множеству $\Omega_{o\Sigma} = \bigcup_{i=-(I-1)/2}^{(I-1)/2} \Omega_{oi}$. Векторы $Y = \|y_1, y_2, \dots, y_{T_c}\|'$ и $X = \|x_1, x_2, \dots, x_L\|'$ образованы отсчётами МП и совместно описываются распределением вероятностей $p_{МП}(Y, X)$. Воспользовавшись формулой Байеса, найдём сначала совместное условное распределение векторов X и Y относительно известного Z , выразив его через совместное распределение трёх векторов $p_{x, y, z}(X, Y, Z)$:

$$p_{x, y/z}(X, Y | Z) = p_{x, y, z}(X, Y, Z)/p_z(Z) = k p_{x, y, z}(X, Y, Z). \quad (4)$$

Здесь $p_z(Z)$ — распределение вероятностей вектора Z , а величина $k = 1/p_z(Z)$ не зависит от векторов X и Y и поэтому является в распределении (4) константой, которую при необходимости можно найти из условия нормировки [6]. Используя далее правила теории вероятностей, нетрудно привести (4) к выражению

$$p_{x, y/z}(X, Y | Z) = k p_x(X) p_{y/x}(Y/X) p_{z/x, y}(Z/X, Y) = k p_x(X) p_{y/x}(Y/X) p_{z/x}(Z/X) \quad (5)$$

с очевидным смыслом входящих в него распределений вероятностей. Здесь учтено, что при известных значениях X и Y вектор Z зависит лишь от X : $p_{z/x, y}(Z/X, Y) = p_{z/x}(Z/X)$. Входящее в (5) произведение

$$p_{x/z}(X | Z) = k p_x(X) p_{z/x}(Z/X) \quad (6)$$

представляет собой апостериорное распределение ненаблюдаемого вектора МП X на множестве $\Omega_{o\Sigma}$. Оно может, в принципе, служить основой для получения совместной оценки всех элементов этого вектора по наблюдаемым зашумлённым БП значениям $z_l = x_l + \xi_l$, $l = \overline{1, L}$. Учитывая (6), представим (5) в виде

$$p_{x, y/z}(X, Y | Z) = p_{y/x}(Y/X) p_{x/z}(X/Z).$$

Интегрируя это соотношение по X , находим распределение

$$p_{y/z}(Y | Z) = \int p_{y/x}(Y/X) p_{x/z}(X/Z) dX, \quad (7)$$

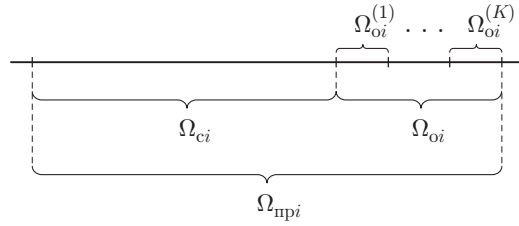


Рис. 3

математическое ожидание (1) и дисперсия (2) которого есть результат интерполяционного оценивания МП в рабочем цикле. Особую роль играет распределение вероятностей $p_{y/x}(Y/X)$, являющееся вероятностной мерой вектора МП Y в рабочей области Ω_c при известном значении МП X в области Ω_{Σ} . Фактически это распределение характеризует интерполяционный ресурс, которым обладает случайный процесс медленной помехи. Чтобы подчеркнуть его особую роль, введём специальное обозначение

$$p_{y/x}(Y/X) = \pi(Y/X) \quad (8)$$

и назовём его распределением вероятностей перехода.

Размерности векторов X , Y и Z обычно составляют единицы или даже десятки тысяч, поэтому объём вычислений в (7) может быть весьма значительным. Его существенного сокращения можно достичь, если учесть, что интервал корреляции МП $\tau_{МП} \gg T_o$. Разделим каждое из множеств Ω_{oi} , $i = \overline{-(I-1)/2, (I-1)/2}$, на K примыкающих друг к другу равновеликих интервалов $\Omega_{oi}^{(k)}$, $k = \overline{1, K}$, как показано на рис. 3. Образует вектор

$$Z = \left\{ z_i^{(k)} = K/T_o \sum_{l \in \Omega_{oi}^{(k)}} z_l, \quad i = \overline{-(I-1)/2, (I-1)/2}, k = \overline{1, K} \right\} \quad (9)$$

из арифметических средних входных данных на этих интервалах. Полагаем, что элементы $z_i^{(k)}$ в структуре вектора Z упорядочены в соответствии с временным положением, занимаемым их интервалами $\Omega_{oi}^{(k)}$, $i = \overline{-(I-1)/2, (I-1)/2}$, $k = \overline{1, K}$. Очевидно, при таком определении вектора Z его размерность уменьшается до величины $L = IK$. Поскольку $\tau_{МП} \gg T_o/K$, то изменение МП в пределах любого интервала $\Omega_{oi}^{(k)}$ можно описать в виде линейной функции. Следовательно, результат усреднения в соответствии с (9) содержит значение МП $x_i^{(k)}$ в средней точке интервала $\Omega_{oi}^{(k)}$. Усреднение же быстрой помехи ξ_l , присутствующей в исходных данных (3), приводит к случайным величинам, дисперсия которых уменьшается (по сравнению с исходной дисперсией БП) пропорционально T_o/K . Если остаточный уровень БП пренебрежимо мал, апостериорное распределение вектора $X = \{x_{oi}^{(k)}, i = \overline{-(I-1)/2, (I-1)/2}, k = \overline{1, K}\}$, элементы которого упорядочены так же, как интервалы $\Omega_{oi}^{(k)}$, можно представить соотношением

$$p_{x/z}(X/Z) = \delta(X - Z). \quad (10)$$

С учётом (10) и (8) выражение (7) принимает вид

$$p_{y/z}(Y | Z) = \pi(Y | Z). \quad (11)$$

Интерполяционное оценивание медленной помехи при гауссовском распределении данных. Влияние многочисленных факторов на формирование помех приводит

к возможности применения гауссовских распределений для описания БП и МП. Согласно (10) $Z = X$, поэтому распределение вероятностей перехода (11) является характеристикой случайного процесса МП. Рассмотрим объединённый вектор

$$\Lambda = \|Y', X'\|' \quad (12)$$

и представим искомое распределение (11) с помощью соотношения

$$\pi(Y | X) = p_\Lambda(\Lambda)/p_x(X), \quad (13)$$

в правую часть которого входят распределения векторов Λ и X :

$$p_x(X) = (2\pi)^{-L/2}(\det K_x)^{-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2} X' K_x^{-1} X\right), \quad (14)$$

$$p_\Lambda(\Lambda) = (2\pi)^{-(T_c + L)/2}(\det K_\Lambda)^{-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2} \Lambda' K_\Lambda^{-1} \Lambda\right). \quad (15)$$

Распределение (13) с учётом (14) и (15) является гауссовским, поэтому для его полного определения достаточно найти вектор математического ожидания и ковариационную матрицу. Учитывая составной характер (12) вектора Λ , его ковариационную матрицу представим в блочном виде:

$$K_\Lambda = \left\| \begin{array}{cc} K_x & K_{xy} \\ K_{yx} & K_y \end{array} \right\|. \quad (16)$$

Составляющие данной матрицы являются авто- и взаимно ковариационными матрицами векторов X и Y , а их элементы представляют собой отсчёты корреляционной функции МП. Применяя для обращения блочной матрицы (16) формулу Фробениуса [8], имеем

$$K_\Lambda^{-1} = \left\| \begin{array}{cc} K_x^{-1} + K_x^{-1} K_{xy} V^{-1} K_{yx} K_x^{-1} & -K_x^{-1} K_{xy} V^{-1} \\ -V^{-1} K_{yx} K_x^{-1} & V^{-1} \end{array} \right\|, \quad (17)$$

где $V = K_y - K_{yx} K_x^{-1} K_{xy}$.

Подставляя (14)–(17) в (13) и выполняя идентификацию моментов, нетрудно найти следующие выражения математического ожидания и ковариационной матрицы распределения вероятностей перехода (13):

$$M_y = X' K_x^{-1} K_{xy}; \quad B_y = K_y - K_{yx} K_x^{-1} K_{xy}. \quad (18)$$

Рассмотрим далее апостериорное распределение $p_{x/z}(X | Z)$ (6), входящее в основное выражение (7) решения интерполяционной задачи. Учитывая механизм (9) образования вектора Z , представим функцию правдоподобия $p_{z/x}(Z/X)$ в (6) в виде

$$p_{z/x}(Z/X) = (2\pi D_\xi)^{-L/2} \exp\left(-\frac{1}{2D_\xi} (Z - X)'(Z - X)\right),$$

где отсчёты усреднённой быстрой помехи ξ_l приняты независимыми. Подставляя данное выражение и (14) в (6) и снова идентифицируя моменты гауссовского апостериорного распределения $p_{x/z}(X/Z)$, можно получить для его математического ожидания и ковариационной матрицы выражения

$$M_x = \frac{1}{D_\xi} B_x Z; \quad B_x = D_\xi (I + D_\xi K_x^{-1})^{-1}, \quad (19)$$

где I — единичная матрица размера $L \times L$. Подставляя затем гауссовские распределения $\pi(Y | X)$ (13) с моментами (18) и $p_{x/z}(X/Z)$ (6) с моментами (19) в (7), находим моменты (1)

и (2) распределения $p_{y/z}(Y | Z)$, являющиеся интерполяционной оценкой медленной помехи и её дисперсией:

$$\hat{Y} = K'_{xy} K_x^{-1} (I + D_\xi K_x^{-1})^{-1} Z, \quad (20)$$

$$D_y = D_\xi K'_{xy} K_x^{-1} (I + D_\xi K_x^{-1})^{-1} K_x^{-1} K_{xy} + K_y - K'_{xy} K_x^{-1} K_{xy}. \quad (21)$$

В случае когда в результате преобразования (9) уровень БП пренебрежимо мал и для апостериорного распределения справедливо приближение (10), полученные выражения упрощаются, принимая вид

$$\hat{Y} = K'_{xy} K_x^{-1} Z, \quad D_y = K_y - K'_{xy} K_x^{-1} K_{xy}.$$

Корреляционная функция МП $K_{МП}(\tau)$, отсчёты которой образуют все матрицы, входящие в вычисления, определяются обычным способом [9] по наблюдаемым на множестве

$$\Omega_{oR} = \bigcup_{i=-(R-1)/2}^{(R-1)/2} \Omega_{oi} \text{ отрезкам помехи, причём количество циклов } R, \text{ используемых при}$$

этой процедуре, может быть существенно больше числа циклов I , которые применяются в процессе интерполяционной оценки МП. Этим обеспечивается достаточная точность корреляционных оценок. Заметим, что в силу относительно небольшого удельного веса БП её влиянием на оценивание корреляционной функции МП можно пренебречь (что недопустимо впоследствии при решении основной задачи получения оценки полезного сигнала). Поскольку множество Ω_{oR} имеет структуру периодически сгруппированных точек, то измеренная корреляционная функция представляется в виде групп отсчётов, следующих с периодом $T_{изл} + T_{пр}$ (импульсная корреляционная функция). Для получения равномерной шкалы значений (непрерывной корреляционной функции) требуется применение интерполяции. На рис. 4 приведён характерный пример импульсной и непрерывной (штриховая кривая) корреляционных функций, полученных при обработке.

Результаты экспериментов по интерполяционному оцениванию помехи.

Эксперимент проводился с применением записи сигнала ЭР, имеющего следующие параметры: $T_{изл} = T_{пр} = 2500$, $T_c = 1500$, $T_o = 1000$. Фрагмент сигнала, использованного в эксперименте, взят из рис. 1. Выполнялась оценка медленной помехи в цикле 2. Особенностью полезного сигнала ЭР является сохранение им знака на протяжении всей длительности T_c . Пересечение регистрируемым сигналом нулевого уровня (см. рис. 1) происходит вследствие воздействия помех, в первую очередь медленной.

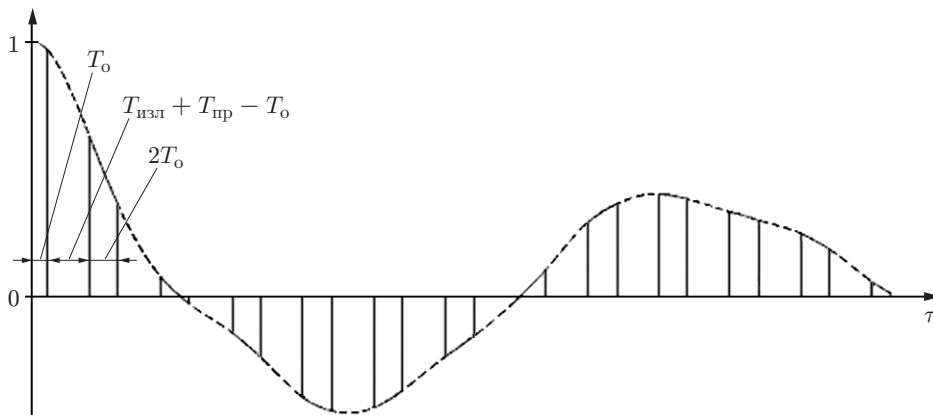


Рис. 4

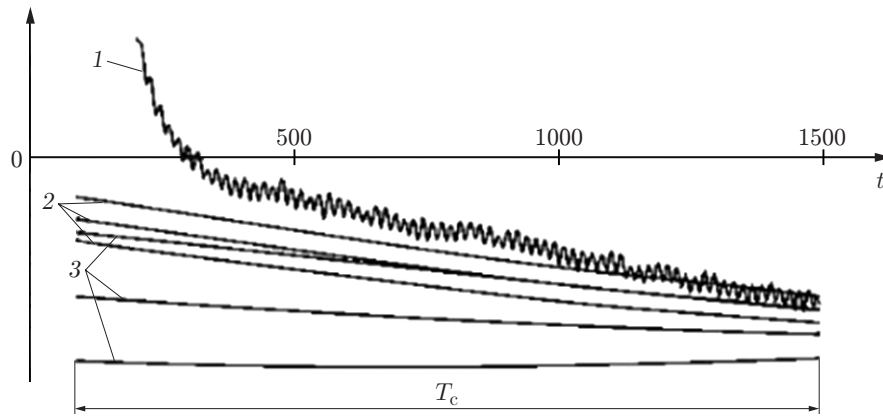


Рис. 5

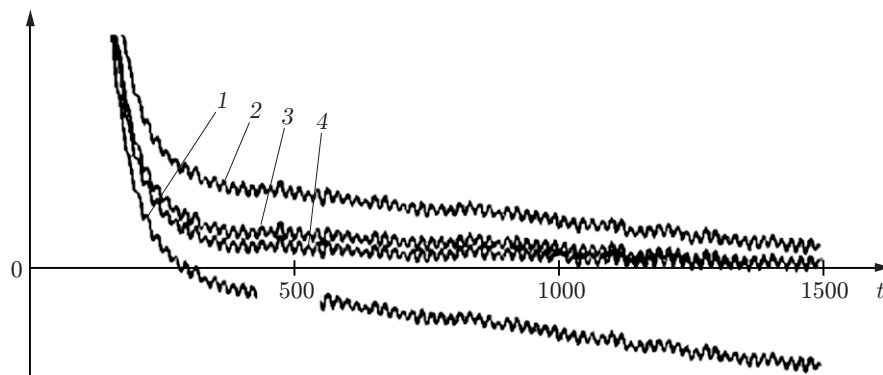


Рис. 6

На рис. 5 представлены принятый системой ЭР (наблюдаемый исходный для обработки) сигнал (кривая 1) и два результата обработки (триада 2 — оценка МП для $I = 7$, $K = 2$ ($L = 14$), триада 3 — оценка МП для $I = 3$, $K = 1$ ($L = 3$)), полученные при различных значениях параметров. Средняя кривая в каждой триаде образована значениями элементов вектора математического ожидания (20), а две другие характеризуют статистический разброс оценок, определяемый из (21).

На рис. 6 показаны результаты компенсации МП путём вычитания математического ожидания (20) из наблюдаемого сигнала для нескольких условий эксперимента (кривая 1 — наблюдаемый сигнал; кривые 2–4 — компенсации МП для $I = 3$ и $L = 3$, $I = 3$ и $L = 6$, $I = 7$ и $L = 14$ соответственно). Из приведённых осциллограмм видно, что после компенсации уровень помехи значительно снизился, причём увеличение числа циклов I , используемых при интерполяции, и числа разбиений областей Ω_{oi} , $i = \overline{-(I-1)/2, (I-1)/2}$, до $K = 2$ заметно улучшает качество сигнала. Косвенной характеристикой качества подавления медленной помехи является асимптотическое стремление к нулю полученного сигнала в области $t \rightarrow T_c$.

Заключение. Решение проблемы ослабления действия медленной помехи составляет существенную часть общей задачи, хотя и не исчерпывает её полностью. Вторая часть задачи выделения полезного эффекта ЭР, решение которой будет опираться на развитую в данной работе технологию, состоит в оценивании полезного сигнала при наличии быстрой помехи и остатка медленной помехи, описываемой интерполяционными моментами (20) и (21).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бондаренко В. М., Демурга Г. В., Ларионов А. М.** Общий курс геофизических методов разведки. М.: Недра, 1986. 452 с.
2. **Электроразведка:** Справочник геофизика /Под ред. В. К. Хмелевского, В. М. Бондаренко. М.: Недра, 1989. Кн. 1. 438 с.
3. **Персова М. Г., Соловейчик Ю. Г., Тригубович Г. М., Токарева М. Г.** Методы и алгоритмы восстановления трёхмерной структуры проводимости и поляризуемости среды по данным электромагнитных зондирований на основе конечноэлементного 3D-моделирования // Физика Земли. 2013. № 3. С. 30–45.
4. **Тригубович Г. М., Персова М. Г., Соловейчик Ю. Г., Крупнов Е. В.** Применение площадных технологий и трехмерной интерпретации данных зондирования становлением поля при построении объемных геоэлектрических моделей сложно построенных сред // Записки горного института. 2009. № 183. С. 277–280.
5. **Сейдж Э., Мелс Дж.** Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ. М.: Связь, 1976. 496 с.
6. **Тихонов В. И., Кульман Н. К.** Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
7. **Киричук В. С., Косых В. П., Попов С. А., Синельщиков В. В.** Подавление квазистационарного фона в последовательности изображений посредством межкадровой обработки // Автометрия. 2014. 50, № 2. С. 3–13.
8. **Гантмахер Ф. Р.** Теория матриц. М.: Наука, 1967. 576 с.
9. **Марпл-мл. С. Л.** Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

Поступила в редакцию 1 октября 2013 г.
