

Л. В. Лабунец, В. В. Симаков

В работе представлен обзор современных методов интеллектуального анализа георадиолокационных измерений. Приведены результаты цифровой обработки радарограмм ледовых покровов измеренных георадаром серии «ПИКОР». Обоснованы преимущества применения методов кратномасштабного вейвлет анализа георадиолокационных сигналов, их эмпирической модовой декомпозиции с помощью преобразования Гильберта – Хуанга, а также сингулярного анализа данных методом «Гусеница» - SSA.

Введение. В настоящее время методы подповерхностного радиолокационного зондирования нашли широкое применение в геофизике, археологии, в инженерно-геологических и геотехнических исследованиях. Георадарный метод продемонстрировал свою эффективность в области неразрушающего контроля качества строительных конструкций. Современные программные средства обработки георадарных данных позволяют успешно решать задачи обнаружения коммуникационных кабелей и канализационных труб, поиска боеприпасов и органических тел.

Для повышения помехоустойчивости георадарного метода, как правило, выполняют предварительную обработку экспериментальных измерений с целью выделения информативных сигналов, их интерпретации и последующего анализа многослойной структуры среды, рассеивающей электромагнитные волны (ЭМВ). Такого рода задачи имеют самостоятельное значение при мониторинге толщины ледовых покровов, качества дорожных покрытий, взлетно-посадочных полос, мостов, железнодорожного полотна и т. п.

Исследованию пресных речных льдов с помощью георадара серии «ОКО» посвящена работа [1]. В докладе представлены результаты оценки толщины «водных» и «водно-шуговых» ледовых покровов с целью контроля состояния автомобильных ледовых переправ. Методика оценки диэлектрической проницаемости озерного и речного льда по результатам георадарных измерений представлена в работе [2].

Результаты экспериментальных измерений радарограмм многослойного дорожного покрытия представлены в работе [3]. Сформулированы рекомендации по расположению антенного блока георадара серии «ОКО» и выбору его диаграммы направленности с целью снижения влияния сигнала прямого прохождения и улучшения качества распознавания для границ слоев зондируемой среды.

Основные принципы формирования алгоритмов автоматизированной обработки георадарных данных проанализированы в работе [4].

В работе представлены результаты исследования эффективности современных методов и алгоритмов цифровой обработки радарограмм, полученных в результате зондирования короткими видеоимпульсами длительностью порядка 600 пикосекунд ледовых покровов. Конечной целью этих алгоритмов является анализ структуры многослойной среды и оценка ее параметров, таких как количество слоев и глубины их залегания.

Дискретная модель волнового поля. Натурные измерения выполняют с помощью однопозиционного георадара, излучатель и приемник которого практически совмещены в пространстве. Регистрируемый массив данных описывает рассеянное средой трехмерное волновое поле $f(t, x, z)$, где t - время, x и z - пространственные координаты, направленные вдоль и в глубину исследуемой поверхности. Соответствующую дискретную модель поля, заданного на ортогональном растре, удобно представить в виде трехмерной матрицы

$$f(n_1, n_2, n_3) = f(n_1 \Delta t, n_2 \Delta x, n_3 \Delta z), \quad 0 \leq n_i \leq N_i - 1, \quad i = 1, 2, 3. \quad (1)$$

Здесь Δt и Δx , Δz - интервалы временной и пространственной дискретизации, согласованные по теореме отсчетов Котельникова – Шеннона [5, с. 58] с верхними граничными частотами W_i , $i = 1, 2, 3$ (частотами Найквиста).

В качестве примера на рис. 1 изображена радарограмма, измеренная георадаром серии «ПИКОР» в процессе мониторинга ледовой автомобильной переправы Ванавара.

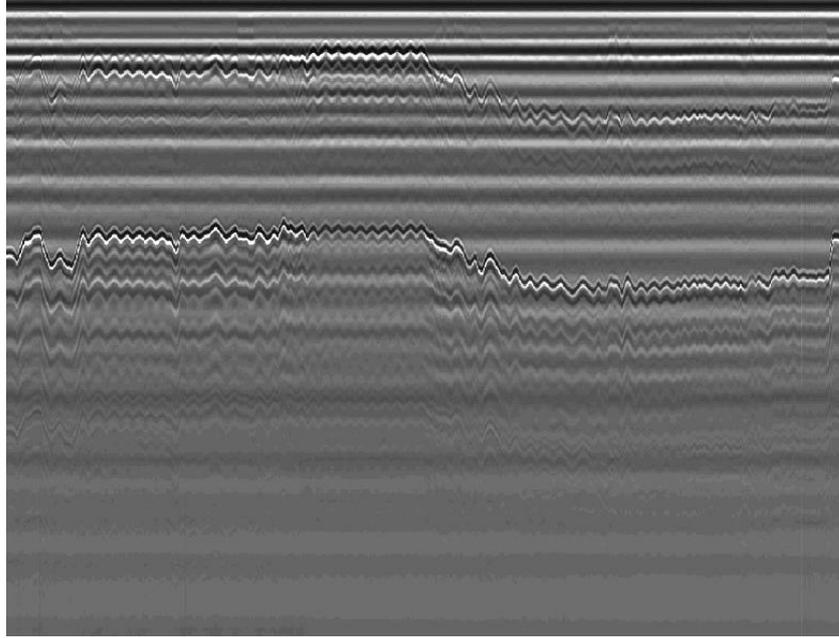


Рис. 1. Радарограмма ледовой переправы Ванавара

Экспериментальные данные содержат $N_2 = 1318$ реализаций сигналов по $N_1 = 512$ отсчетов. Шаг временной дискретизации составил $\Delta t = 63,2924$ пс.

Фурье спектра поля вычисляют по формуле

$$\Phi(\omega, k_x, k_z) = \int_{-\infty}^{\infty} dt \int_{-\infty}^{\infty} dx \int_{-\infty}^{\infty} f(t, x, z) \exp(-j\omega t - jk_x x - jk_z z) dz, \quad (2)$$

если $|\omega| \leq W_1$, $|k_x| \leq W_2$, $|k_z| \leq W_3$ и $\Phi(\omega, k_x, k_z) \approx 0$ в противном случае.

Здесь, в отличие от геофизической транскрипции [6, с. 33; 7, с. 89], принята стандартная радиофизическая форма записи непрерывного преобразования Фурье. Также следует отметить, что ширина полосы частот спектра (2) определяется значениями $2W_i$, $i = 1, 2, 3$.

Если выполняются ограничения $\Delta t \leq \pi/W_1$, $\Delta x \leq \pi/W_2$, $\Delta z \leq \pi/W_3$, то периодическое продолжение спектра (2) в частотном пространстве (ω, k_x, k_z) , как результат процедуры дискретизации данных (1), не приводит к эффекту наложения спектральных копий [5, с. 57]. В случае равенств в указанных выше ограничениях опорная область спектра (2) и ее периодические копии образуют плотную упаковку в частотном пространстве, что обеспечивает наименьшую плотность узлов ортогонального раstra в исходном пространстве (t, x, z) . Это позволяет реконструировать значения поля

$$\tilde{f}(t, x, z) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{n_3=0}^{N_3-1} f(n_1, n_2, n_3) \varphi(t - n_1 \Delta t, x - n_2 \Delta x, z - n_3 \Delta z) \quad (3)$$

с помощью оптимальной интерполирующей функции

$$\varphi(t, x, z) = \frac{\sin(W_1 t) \sin(W_2 x) \sin(W_3 z)}{W_1 t W_2 x W_3 z} \quad (4)$$

с нулевой или приемлемо малой ошибкой $e(t, x, z) = \tilde{f}(t, x, z) - f(t, x, z)$.

Методы структурного анализа радарограммы. На практике радарограмма содержит как сигнальные, так и помеховые компоненты. Информативные составляющие формируются волновыми полями обратного рассеяния и дифракции на локализованных отражателях. Помеховые компоненты обусловлены сигналами прямого прохождения, многократными и воздушными отражения, случайными шумами и т. п. [8, с. 69].

Выделение информативной составляющей радарограммы выполняют на этапе предварительной обработки экспериментальных данных, как правило, с помощью стандартных методов цифровой фильтрации во времени и пространстве [9, 10]. Перспективной методологией решения указанной выше проблемы являются, на наш взгляд, современные методы структурного анализа георадиолокационных сигналов, к числу которых следует отнести:

- кратномасштабный анализ сигналов или изображений в базе дискретного вейвлет преобразования (Wavelet- анализ);
- разложение сигналов и изображений по их собственным эмпирическим функциям (EMD- анализ);
- сингулярный (SSA-) анализ сигналов и изображений.

Wavelet- анализу радарограмм посвящено достаточно большое количество работ [11 - 16]. В исследованиях сотрудников института горного дела Севера им. Н. В. Черского Сибирского отделения РАН представлен оригинальный подход применения частотно-временного анализа георадиолокационных сигналов с помощью непрерывного вейвлет преобразования с целью:

- увеличения разрешающей способности георадара и выделения полезного сигнала на фоне помех [11];
- идентификации границ продуктивного слоя и повышения детальности интерпретации слоистой структуры мерзлых горных пород с произвольной электропроводимостью [12];
- улучшения качества интерпретации радарограмм мерзлого горного массива укрытого электропроводящим слоем и формирования геофизического разреза и картирования границ тонкослоистых геологических сред [13].

Преимущества применения кратко – масштабного wavelet – анализа радарограмм в системе MATLAB при решении задач инженерной геофизики, в частности неразрушающего контроля качества строительных конструкций, проиллюстрированы сотрудниками ООО «ИнжСтройИзыскания» в работах [14, 15]. Проанализированы потенциальные возможности выделения высокоамплитудных низкочастотных и низкоамплитудных высокочастотных структурных составляющих георадиолокационных сигналов средствами одномерного и двумерного дискретного вейвлет преобразования, а также алгоритмов цифровой обработки радарограмм, представленных в формате изображений.

В рамках структурного анализа дискретную модель радарограммы $r(n_1, n_2)$ $0 \leq n_i \leq N_i - 1$, $i = 1, 2$ удобно представить в виде блочной матрицы $S = (\vec{S}_0 \dots \vec{S}_{N_2-1})$. Текущий вектор – столбец

$$\vec{S}_{n_2} = \left\{ s_{n_2}(0), \dots, s_{n_2}(N_1 - 1) \right\}^T, \quad 0 \leq n_2 \leq N_2 - 1$$

матрицы будем рассматривать как временной ряд (ВР), отсчеты которого $s_{n_2}(n_1) = r(n_1, n_2)$, $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$ представляют собой результаты измерения временного профиля радарограммы для дискретного значения пространственной координаты $x = n_2 \Delta x$.

В общем случае георадиолокационный сигнал \vec{S}_{n_2} , $0 \leq n_2 \leq N_2 - 1$ представляет собой сумму трех структурных составляющих. Это мощная низкочастотная помеха $\vec{S}_{n_2}^{(1)}$, маломощный информативный сигнал $\vec{S}_{n_2}^{(2)}$ и шумы измерений $\vec{S}_{n_2}^{(3)}$. Иными словами, матрицу S рационально представить суммой трех компонент $S = S_1 + S_2 + S_3$.

Стандартный метод исключения помехи из результатов измерений состоит в скользящем усреднении ансамбля георадиолокационных сигналов [10]

$$\vec{S}_n^{(1)} = \sum_{k=0}^{K-1} h(k) \vec{S}_{n_2-k}. \quad (5)$$

Здесь K – количество сигналов в ансамбле, по которым выполняют усреднение; $h(k)$ – веса усреднения, определяемые моделью сглаживания.

В случае простой модели скользящей средней $h(k) = 1/K$, если $0 \leq k \leq K - 1$ и ноль в противном случае. Для экспоненциального сглаживания веса выбирают в соответствии с формулой $h(k) = \alpha(1 - \alpha)^k$, где $\alpha = 2/(K + 1)$ – параметр сглаживания. Номер сигнала n в ансамбле, с которым ассоциируют результат усреднения можно выбирать различными способами. На практике применяют, как правило, так называемую схему «прогнозирования вперед». В этом случае $n = n_2$. Центрированной оценке сигнала помехи отвечает выбор $n = n_2 - (K - 1)/2$ при условии, что K – нечетное число.

По сравнению с уравнением дискретной свертки (5) более эффективным в вычислительном отношении является эквивалентное представление экспоненциальной средней в виде уравнения, рекурсивного по ансамблю сигналов $\vec{S}_n^{(1)} = \alpha \vec{S}_{n_2} + (1 - \alpha) \vec{S}_{n-1}^{(1)}$.

В итоге зашумленный информативный сигнал оценивают по формуле $\vec{S}_{n_2}^{(2)} + \vec{S}_{n_2}^{(3)} = \vec{S}_{n_2} - \vec{S}_n^{(1)}$. Рисунок 2 иллюстрирует результаты выделения зашумленного информативного сигнала (толстая линия в масштабе правой шкалы) с помощью стандартной процедуры простого скользящего усреднения по ансамблю из $K = 33$ георадиолокационных сигналов $s_{223}(n_1), \dots, s_{255}(n_1)$, полученных в результате зондирования «водного» речного льда толщиной 60 см видеоимпульсами длительностью 600 пс. Измерения проводились георадаром серии «ПИКОР» компании КБОР. Радарограмма содержит $N_2 = 1291$ реализацию сигналов по $N_1 = 512$ отсчетов. Шаг временной дискретизации составил $\Delta t = 26,6543$ пс. Несложно посчитать, что при скорости распространения ЭМВ внутри льда 17,3 см/нс длительность сегмента информативного сигнала, идентифицирующего границы ледового покрова, составляет 6,9363 нс.

Очевидным обобщением процедуры усреднения (5) по ансамблю георадиолокационных сигналов является модель усреднения / сглаживания данных с помощью пространственно – временного цифрового фильтра (ЦФ)

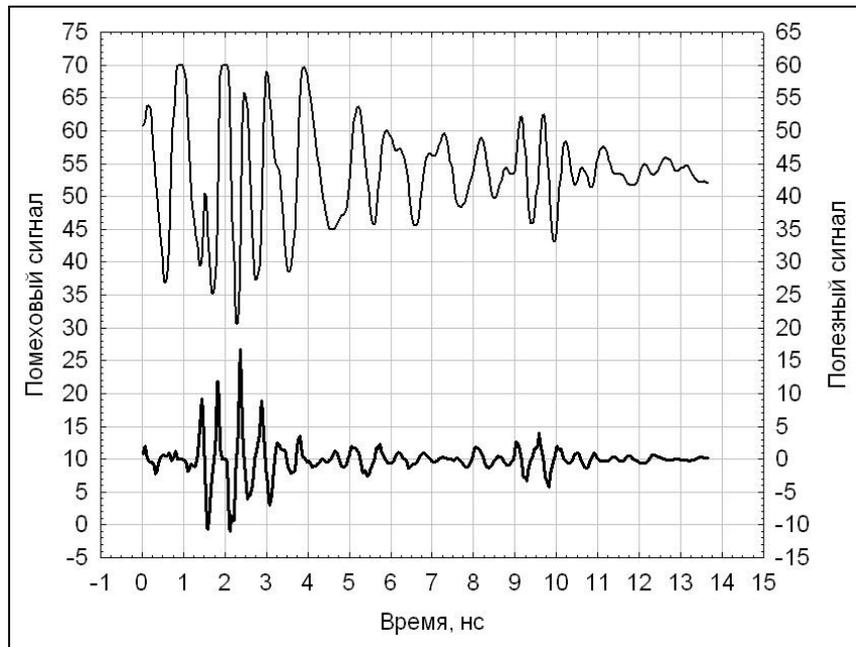


Рис. 2. Оценки помехового и полезного сигнала с помощью процедуры усреднения по ансамблю

$$s_x(t) = \sum_{k_1=0}^{K_1-1} \sum_{k_2=0}^{K_2-1} h(k_1, k_2) s_{n_2-k_2}(n_1-k_1),$$

где пространственную координату и момент времени ассоциируют со значениями $x = n_2 \Delta x$ и $t = n_1 \Delta t$ в случае схемы «прогнозирования вперед». Центрированной оценке сигнала помехи соответствует выбор

$$x = \{n_2 - (K_2 - 1)/2\} \Delta x \text{ и } t = \{n_1 - (K_1 - 1)/2\} \Delta t.$$

Ясно, что возможны и два смешанных варианта ассоциации

$$x = n_2 \Delta x \text{ и } t = \{n_1 - (K_1 - 1)/2\} \Delta t;$$

$$x = \{n_2 - (K_2 - 1)/2\} \Delta x \text{ и } t = n_1 \Delta t.$$

Строгое теоретическое обоснование оптимального выбора моделей импульсной характеристики $h(k_1, k_2)$ пространственно – временного ЦФ основано на современных методах структурного анализа сигналов и изображений.

Wavelet- анализ радарограммы. Эффективную пространственно – временную цифровую фильтрацию реализует кратномасштабный анализ (КМА) радарограммы в базисе дискретного вейвлет преобразования [17, с. 189]. В одномерном варианте частотно – временное разложение георадиолокационного сигнала $s_{n_2}(n_1)$, $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$ для фиксированного значения пространственной координаты $x = n_2 \Delta x$ имеет вид

$$s_{n_2}(n_1) = \sum_{m=1}^M d_{n_2}(n_1, m) + a_{n_2}(n_1, M) + e_{n_2}(n_1, M). \quad (6)$$

Здесь M - количество масштабов разложения сигнала по дискретным частотам $K_m = 2^{M-m}$, согласованное с объемом выборки $N_1 \geq 2^M$; $e_{n_2}(n_1, M)$ - ошибка аппроксимации сигнала.

Детализирующая составляющая $d_{n_2}(n_1, m)$ КМА на текущем масштабе m представляет собой дискретную свертку

$$d_{n_2}(n_1, m) = \sqrt{K_m} \sum_{k=0}^{K_m-1} D_{n_2}(k, m) \psi(K_m n_1 - k) \quad (7)$$

отсчетов $D_{n_2}(k, m)$, $0 \leq k \leq K_m - 1$ импульсной характеристики идеального ЦФ с «материнским» вейвлетом $\psi(t)$. Высокочастотные компоненты сигнала $s_{n_2}(n_1)$ получают на начальных масштабах разложения $m = 1, 2, \dots$ за счет сдвига и сжатия по времени вейвлета $\psi(t)$. Важно отметить, что соответствующий выбор его модели [17, с. 46] обеспечивает хорошие свойства частотно – временной локализации и ортонормированности системы координатных функций $\sqrt{K_m} \psi(K_m n_1 - k)$, $m = 1, 2, \dots$; $k = 0, 1, 2, \dots$

На заключительном масштабе M разложения (6) получают низкочастотную компоненту сигнала $s_{n_2}(n_1)$ в виде аппроксимирующей составляющей $a_{n_2}(n_1, M) = A_{n_2}(0, M) \varphi(n_1)$, где $\varphi(n_1) = \varphi(n_1 \Delta t)$ – масштабирующая функция [17, с. 190]. Соответствующий выбор ее модели [17, с. 209] обеспечивает хорошие свойства частотно – временной локализации и ортонормированности альтернативной системы координатных функций $\sqrt{2^{-m}} \varphi(2^{-m} n_1 - k)$, $m = 1, 2, \dots$; $k = 0, 1, 2, \dots$. Этот базис разложения позволяет, наряду с детализирующими составляющими (7), формировать аппроксимирующую компоненту $a_{n_2}(n_1, m)$ сигнала $s_{n_2}(n_1)$ на текущем масштабе m

$$a_{n_2}(n_1, m) = \sqrt{2^{-m}} \sum_{k=0}^{K_m-1} A_{n_2}(k, m) \varphi(2^{-m} n_1 - k),$$

где $A_{n_2}(k, m)$, $0 \leq k \leq K_m - 1$ – отсчеты импульсной характеристики идеального низкочастотного ЦФ.

Отсчеты импульсных характеристик $D_{n_2}(k, m)$, и $A_{n_2}(k, m)$, $0 \leq k \leq K_m - 1$ ЦФ высоких и низких частот соответственно для текущего масштаба m КМА вычисляют с помощью эффективного в вычислительном отношении алгоритма пирамиды Маллата [18]. В основании пирамиды ($m = 0$) «лежит» дискретная модель сигнала $s_{n_2}(n_1)$. Эта модель инициализирует

$$A_{n_2}(k, 0) = s_{n_2}(k), \quad 0 \leq k \leq N_1 - 1$$

рекурсивную по возрастающим масштабам $m = m + 1$ процедуру вычислений отсчетов импульсных характеристик идеальных цифровых фильтров. В случае масштабирующей функции Хаара вычисления приобретают предельно простой вид

$$D_{n_2}(k, m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ A_{n_2}(2k, m-1) - A_{n_2}(2k+1, m-1) \right\},$$

$$A_{n_2}(k, m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ A_{n_2}(2k, m-1) + A_{n_2}(2k+1, m-1) \right\},$$

$$0 \leq k \leq K_m - 1. \quad (8)$$

Первый уровень пирамиды ($m=1$) ассоциирован со структурной составляющей $d_{n_2}(n_1, 1)$, описывающей наиболее мелкие в масштабе времени, т.е. высокочастотные детали георадиолокационного сигнала $s_{n_2}(n_1)$ (рис. 3). Эта маломощная компонента содержит полезную информацию о геофизических свойствах зондируемой среды. По мере увеличения m структурные составляющие $d_{n_2}(n_1, m)$ аппроксимируют более крупные детали сигнала $s_{n_2}(n_1)$ (рис. 3).

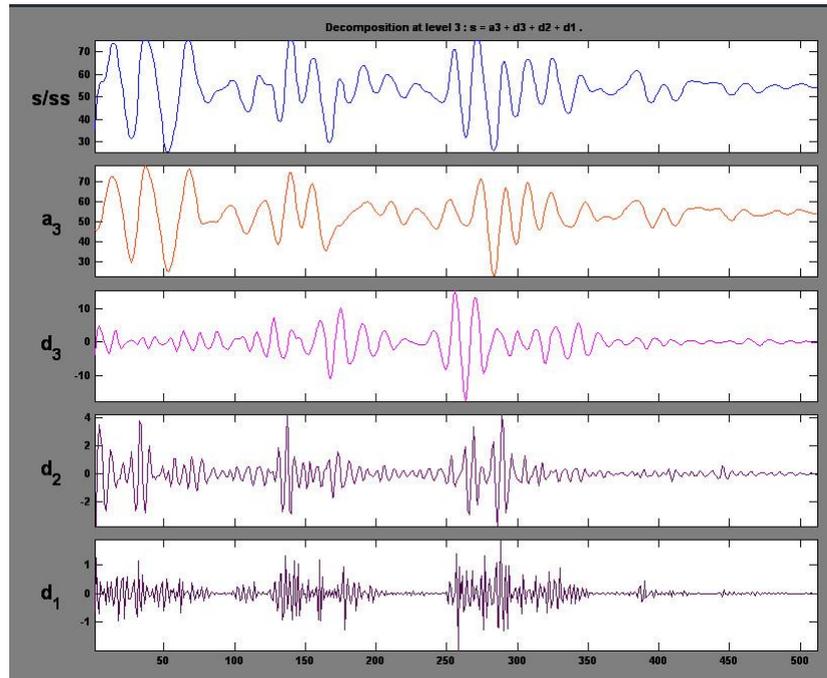


Рис. 3. Кратномасштабный анализ георадиолокационного сигнала в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка

При переходе на более высокий уровень количество K_m коэффициентов цифровых фильтров уменьшается в два раза. В результате общее количество коэффициентов равно объему выборки, т.е.

$$\sum_{m=1}^M K_m = N_1.$$

Вычисления заканчивают на «вершине» пирамиды, где $m=M$ и $k=K_M-1=0$. Финальным результатом алгоритма быстрого дискретного вейвлет-преобразования является единственный коэффициент $A_{n_2}(0, M)$ и соответствующая ему компонента $a_{n_2}(n_1, M)$ мощной помеховой составляющей георадиолокационного сигнала. На рис. 4 представлен ансамбль георадиолокационных сигналов ледового покрова автомобильной переправы Ванавара.

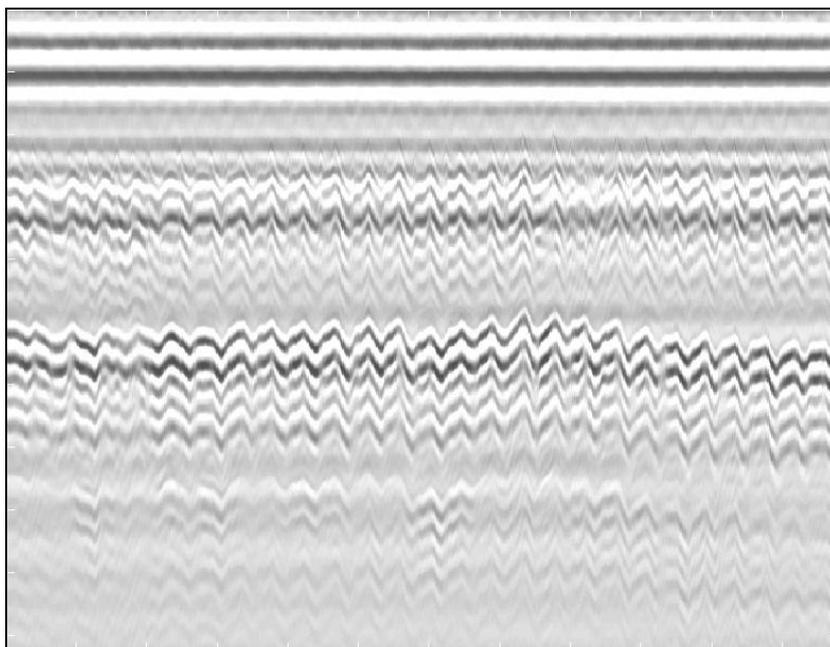


Рис. 4. Ансамбль георадиолокационных сигналов в формате изображения

В процессе измерений оператор поднимал и опускал георадар серии «ПИКОР» с небольшими отклонениями от нормали к лоцируемой поверхности. Ансамбль содержит $N_2 = 590$ реализаций сигналов по $N_1 = 512$ отсчетов. Шаг временной дискретизации составил $\Delta t = 27,3921$ пс. Поверхность в точке зондирования представляла собой «водный» лед толщиной 30 см, укрытый 5-и сантиметровым снежным покровом.

Рисунок 5 демонстрирует результат кратномасштабной реконструкции пятидесятого ($n_2 = 50$) георадиолокационного сигнала (толстая линия в масштабе левой шкалы) из указанного выше ансамбля с помощью трех детализирующих компонент $d_{50}(n_1, m)$, $m = 1, 2, 3$ и аппроксимирующей составляющей $a_{50}(n_1, 3)$, $0 \leq n_1 \leq 511$ в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка.

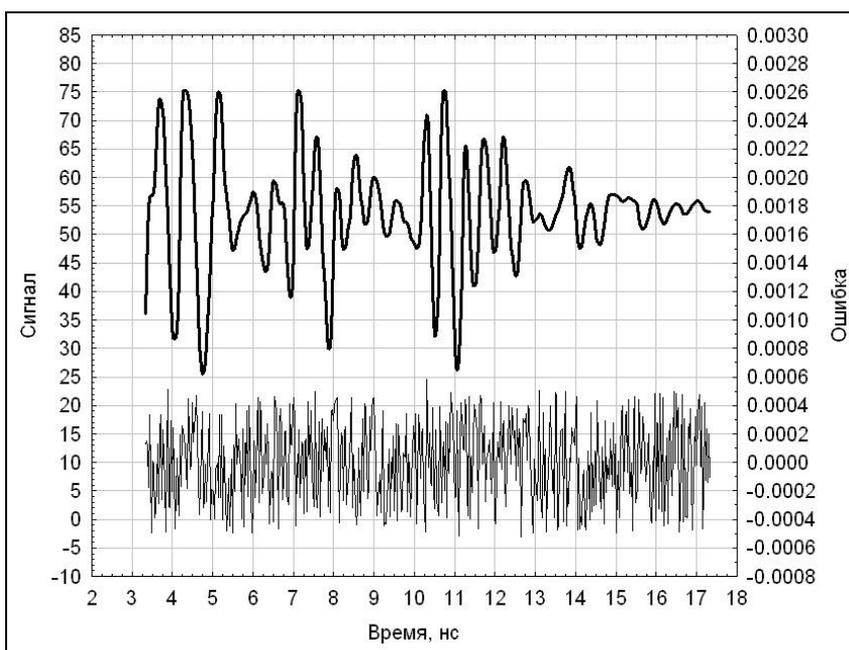


Рис. 5. Кратномасштабная реконструкция георадиолокационного сигнала в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка

Ошибка реконструкции (тонкая линия в масштабе правой шкалы) $e_{50}(n_1, 3)$ не превышает по абсолютной величине значения 0,0006. Первую $d_{50}(n_1, 1)$ и вторую $d_{50}(n_1, 2)$ детализирующие компоненты рационально интерпретировать как информативные сигналы для оценки положения отражающих границ и толщины льда (см. рис. 6). Аппроксимирующая составляющая приобретает смысл оценки мощной помехи, присутствующей в измеренных данных (см. рис. 7).

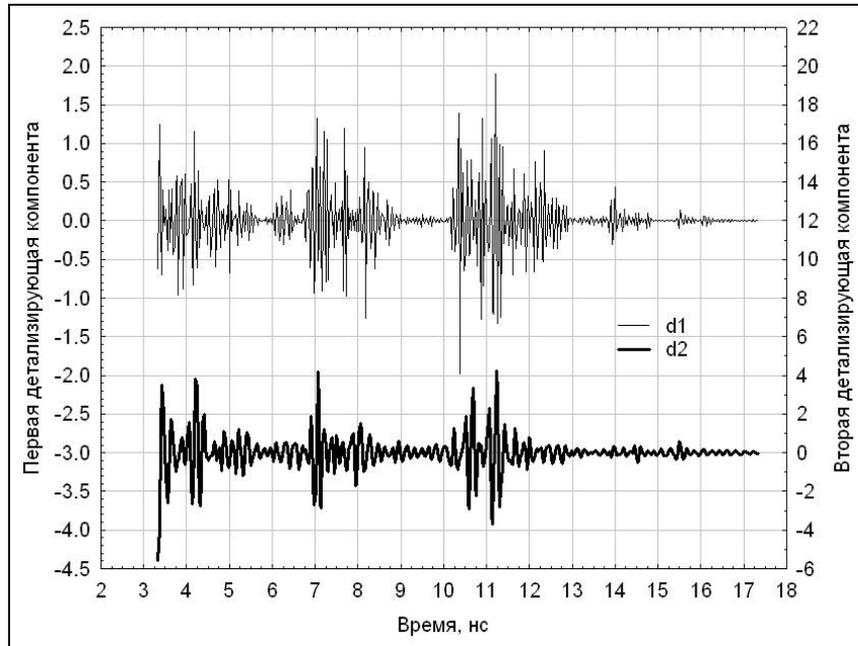


Рис. 6. Первая и вторая детализирующие компоненты кратномасштабной декомпозиции георадиолокационного сигнала

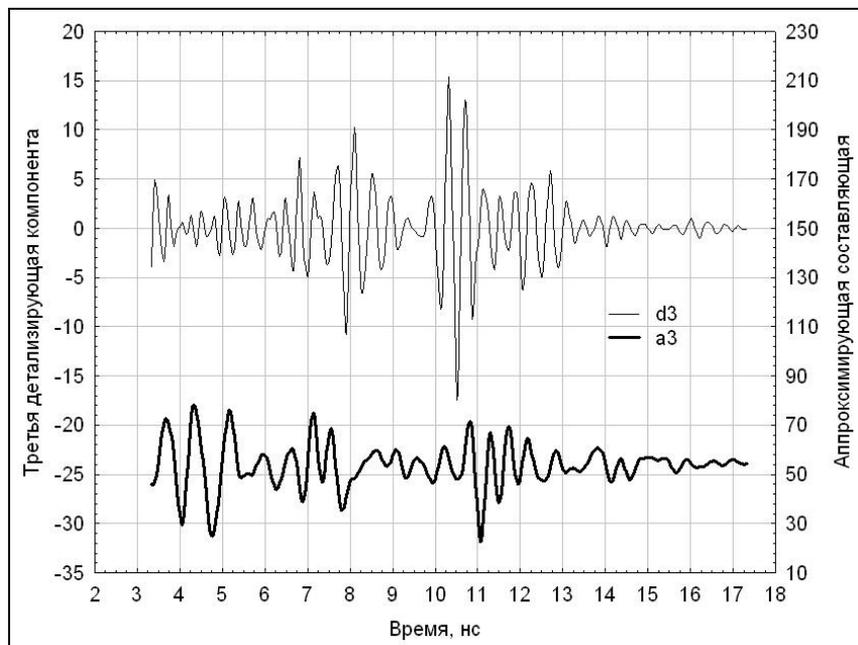


Рис. 7. Третья детализирующая и аппроксимирующая компоненты кратномасштабной декомпозиции георадиолокационного сигнала

Двумерный КМА дискретной модели радарограммы $r(n_1, n_2)$, $0 \leq n_i \leq N_i - 1, i = 1, 2$ имеет вид

$$r(n_1, n_2) = \sum_{m=1}^M \{ h(n_1, n_2, m) + d(n_1, n_2, m) + v(n_1, n_2, m) \} + a(n_1, n_2, M) + e(n_1, n_2, M), \quad (9)$$

где M - количество масштабов разложения, согласованное с объемом экспериментальных данных $\min(N_1, N_2) \geq 2^M$. Соответственно, так называемые, «горизонтальные» $h(n_1, n_2, m)$, «диагональные» $d(n_1, n_2, m)$ и «вертикальные» $v(n_1, n_2, m)$ детализирующие составляющие КМА на текущем масштабе m представляет собой дискретные свертки

$$h(n_1, n_2, m) = \sqrt{2^{-m} K_m} \sum_{k_1=0}^{K_m-1} \sum_{k_2=0}^{K_m-1} H(k_1, k_2, m) \times \psi(K_m n_1 - k_1) \varphi(2^{-m} n_2 - k_2),$$

$$v(n_1, n_2, m) = \sqrt{2^{-m} K_m} \sum_{k_1=0}^{K_m-1} \sum_{k_2=0}^{K_m-1} V(k_1, k_2, m) \times \varphi(2^{-m} n_1 - k_1) \psi(K_m n_2 - k_2),$$

$$d(n_1, n_2, m) = K_m \sum_{k_1=0}^{K_m-1} \sum_{k_2=0}^{K_m-1} D(k_1, k_2, m) \times \psi(K_m n_1 - k_1) \psi(K_m n_2 - k_2)$$

ортонормированных мультипликативных базисов дискретного вейвлет- преобразования с импульсными характеристиками идеальных пространственно – временных ЦФ. В качестве примера на рис. 8 представлена древовидная диаграмма двухуровневого ($M = 2$) двумерного КМА рассмотренного выше ансамбля георадиолокационных сигналов (см. рис. 4) в базисе вейвлета Дебеша 7- го порядка.

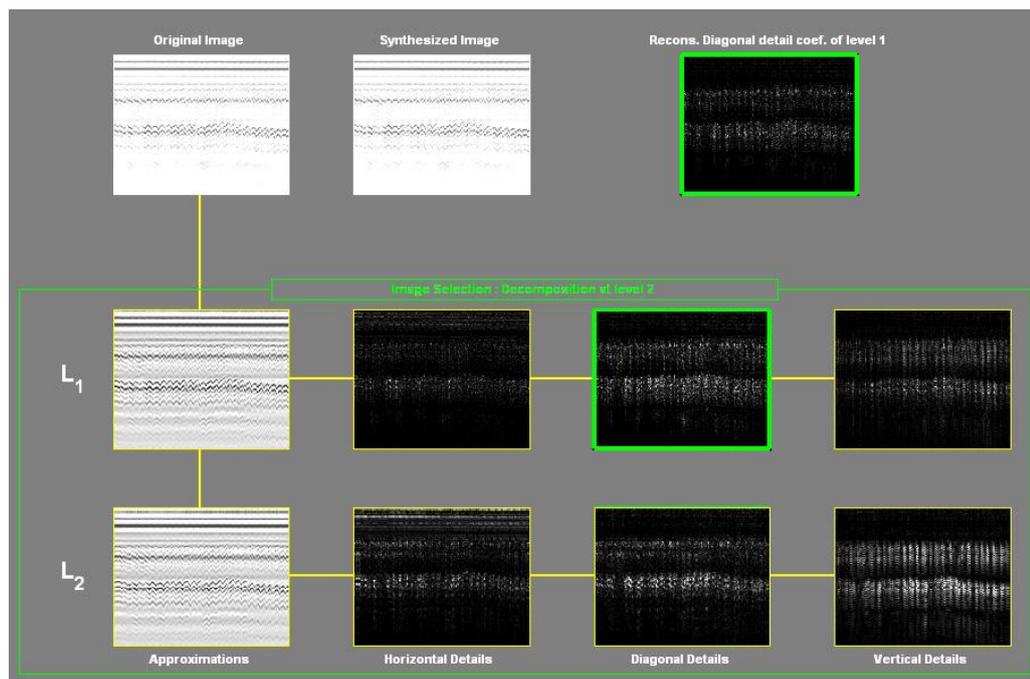


Рис. 8. Диаграмма двумерного кратномасштабного анализа радарограммы

Двумерный фильтр $H(k_1, k_2, m)$, формирующий «горизонтальные» детали разложения (9), сохраняет на начальных масштабах $m = 1, 2, \dots$ структурные компоненты радарограммы с высокими частотами $K_m = 2^{M-m}$ во временном измерении $t = n_1 \Delta t$ и низкими частотами 2^{-m} в пространственном измерении $x = n_2 \Delta x$ (рис. 9).

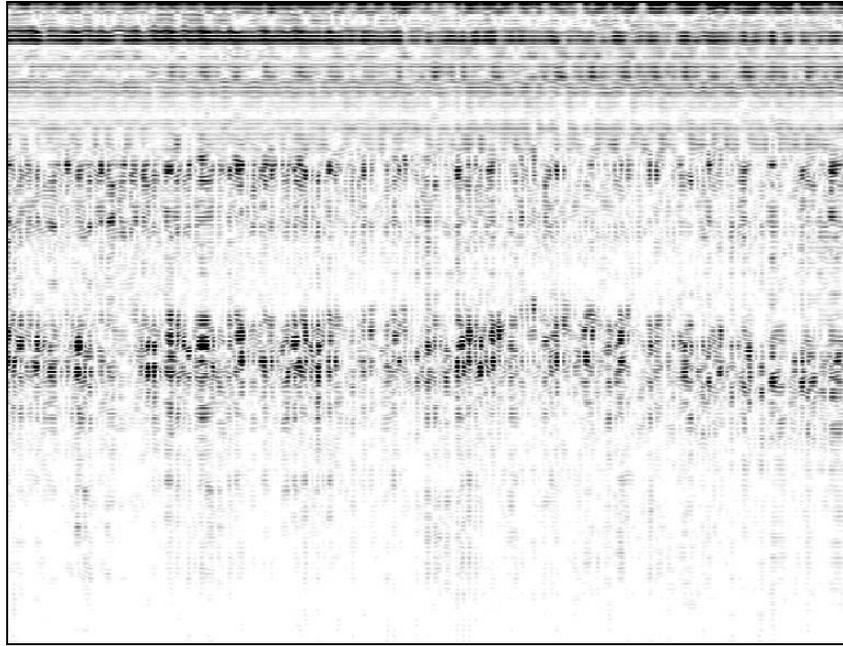


Рис. 9. Горизонтальные детали второго уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы (изображение инвертировано)

Альтернативные «вертикальные» детали КМА формирует фильтр $V(k_1, k_2, m)$, который сохраняет структурные компоненты радарограммы с низкими частотами 2^{-m} во временном измерении и высокими частотами $K_m = 2^{M-m}$ в пространственном измерении.

Фильтр $D(k_1, k_2, m)$, сохраняющий «диагональные» детали КМА, выделяет наиболее информативные высокочастотные структурные компоненты радарограммы как во временном, так и в пространственном измерениях (рис. 10).

Важно отметить, что эти составляющие георадиолокационных сигналов, маскируемые, как правило, мощными помехами, эффективно выделяет двумерный wavelet- анализ. Рисунки 9 и 10 иллюстрируют соответственно горизонтальные $h(n_1, n_2, 2)$ и диагональные $d(n_1, n_2, 2)$, $0 \leq n_i \leq N_i - 1$, $i = 1, 2$ детали второго уровня ($m = 2$) кратномасштабной декомпозиции указанного выше ансамбля сигналов в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка. Сравнение изображений наглядно демонстрирует эффективное подавление мощных помех с низкими пространственными частотами в измерении $x = n_2 \Delta x$ на начальном временном интервале 3 – 6 нс ($0 \leq n_1 \leq 98$).

Четвертый квадрантный фильтр $A(k_1, k_2, m)$ формирует аппроксимирующую часть КМА

$$a(n_1, n_2, m) = 2^{-m} \sum_{k_1=0}^{K_m-1} \sum_{k_2=0}^{K_m-1} A(k_1, k_2, m) \varphi(2^{-m} n_1 - k_1) \varphi(2^{-m} n_2 - k_2).$$

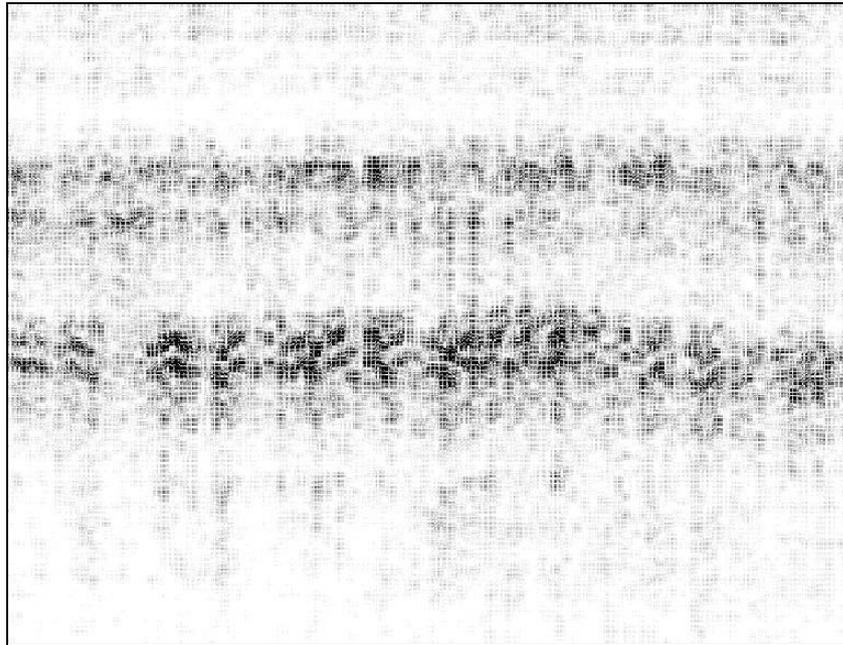


Рис. 10. Диагональные детали второго уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы (изображение инвертировано)

Эта структурная компонента ассоциирована на больших масштабах m с низкими частотами 2^{-m} по двум измерениям. Иными словами, мощную помеховую составляющую радарограммы $a(n_1, n_2, M) = A(0, 0, M) \varphi(n_1) \varphi(n_2)$ оценивают на заключительном масштабе M разложения (9) (рис. 11).

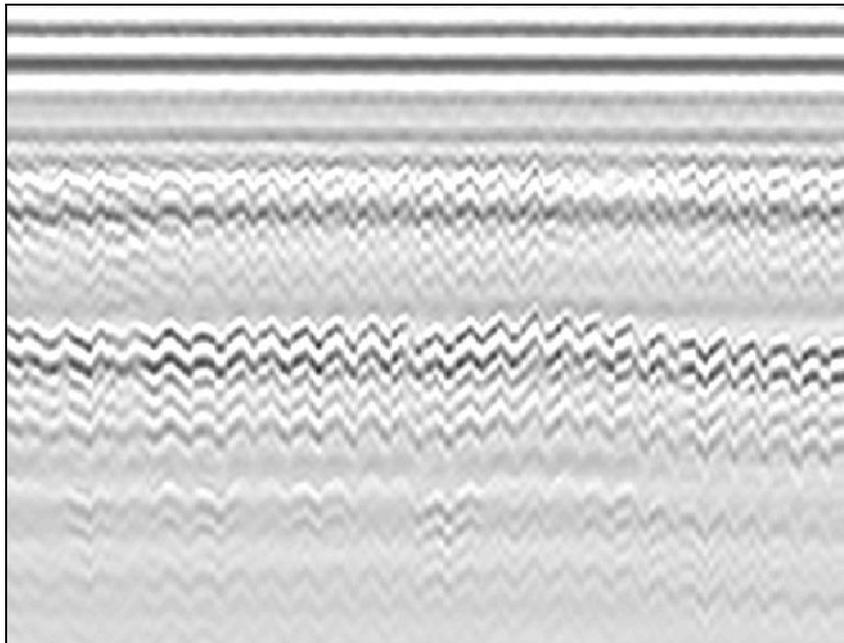


Рис. 11. Аппроксимирующая составляющая второго уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы

Важным преимуществом мультипликативного базиса двумерного КМА

$$\begin{aligned} & \sqrt{2^{-m} K_m} \psi(K_m n_1 - k_1) \varphi(2^{-m} n_2 - k_2), \\ & \sqrt{2^{-m} K_m} \varphi(2^{-m} n_1 - k_1) \psi(K_m n_2 - k_2), \\ & K_m \psi(K_m n_1 - k_1) \psi(K_m n_2 - k_2), \\ & 2^{-m} \varphi(2^{-m} n_1 - k_1) \varphi(2^{-m} n_2 - k_2), \quad m = 1, 2, \dots; \quad k = 0, 1, 2, \dots, \end{aligned}$$

основанного на ортонормированной системе одномерных координатных функций, является возможность двукратного применения эффективного в вычислительном отношении алгоритма пирамиды последовательно по строкам и столбцам радарограммы.

На рис. 12 и 13 представлены сечения ($n_2 = 50$) диагональных деталей первого $d(n_1, 50, 1)$ и второго $d(n_1, 50, 2)$ уровней двумерной кратномасштабной декомпозиции описанного выше ансамбля реализаций георадиолокационных сигналов ледового покрова автомобильной переправы Ванавара (см. рис. 4). Треугольниками на рисунках отмечены временные интервалы соответствующие толщине льда 30 см. Сумму этих структурных компонент иллюстрирует рис. 14. Полученные результаты разумно интерпретировать как оценки информативных сигналов георадиолокационных измерений.

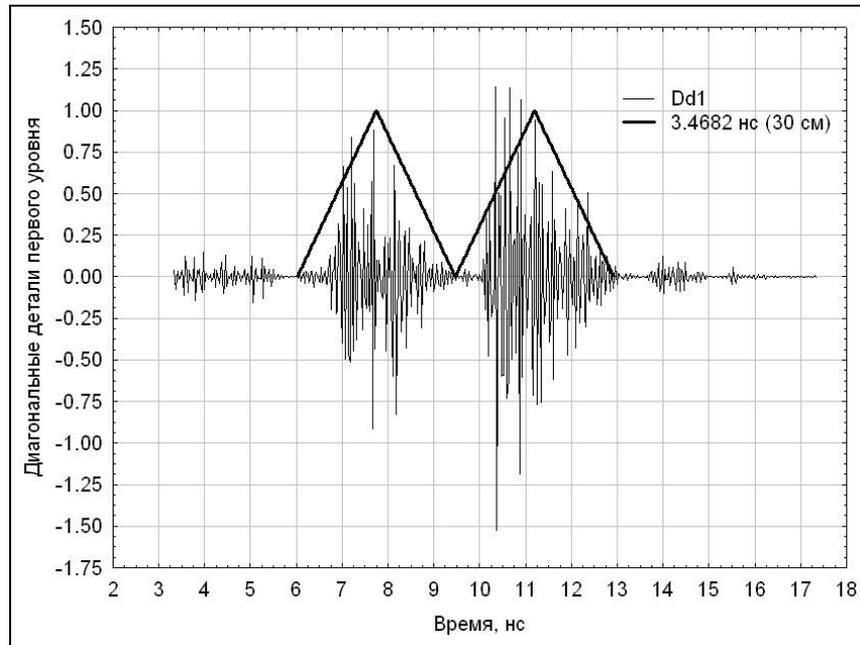


Рис. 12. Сечение ($n_2 = 50$) диагональных деталей первого уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы

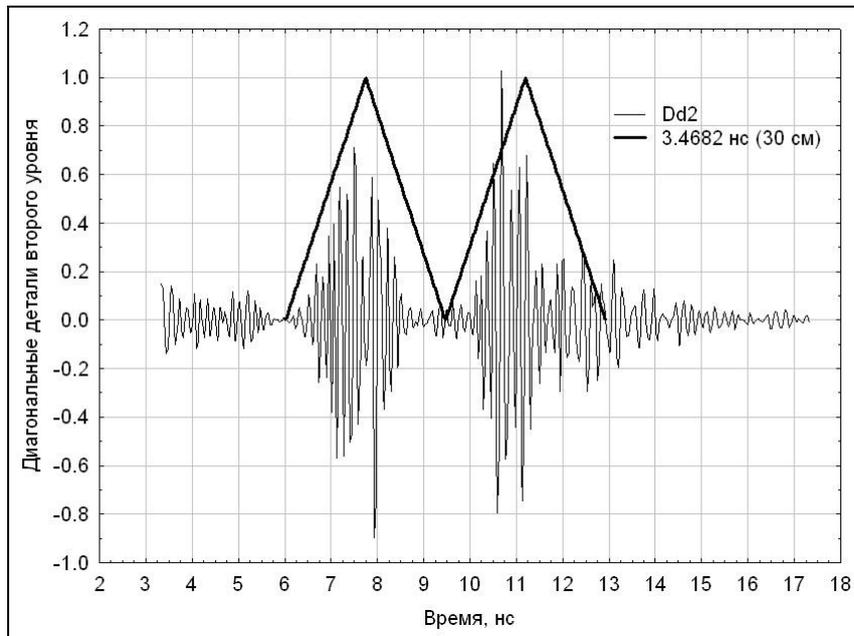


Рис. 13. Сечение ($n_2 = 50$) диагональных деталей второго уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы

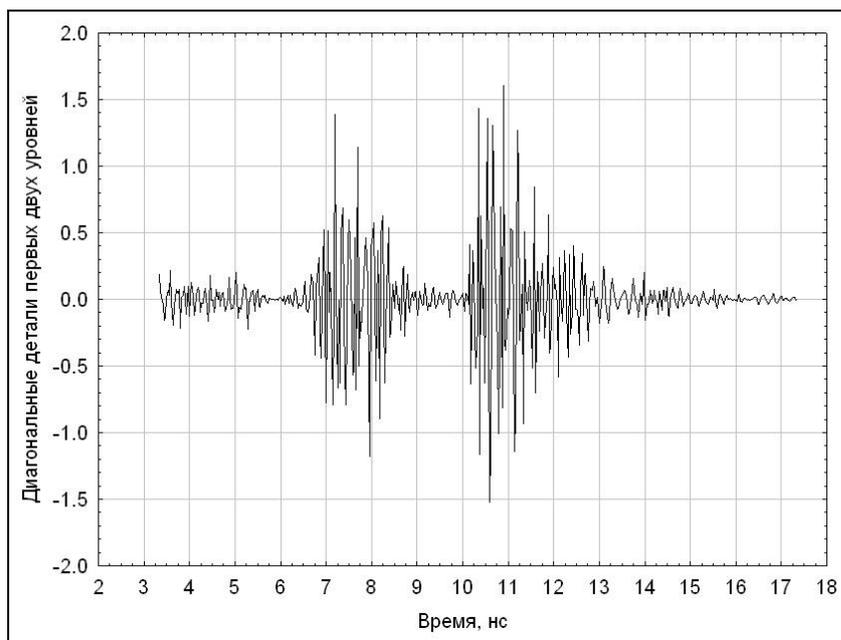


Рис. 14. Сечение ($n_2 = 50$) суммы диагональных деталей первых двух уровней кратномасштабной декомпозиции радарограммы.

На рис. 15 представлена оценка помехового сигнала в виде сечения ($n_2 = 50$) аппроксимирующей составляющей $a(n_1, 50, 2)$ второго уровня двумерной кратномасштабной декомпозиции экспериментальных данных. Эффективность выделения информативной компоненты радарограммы ледовой переправы Ванавара (см. рис. 1) с помощью двумерного КМА демонстрирует рис. 16. На этом рисунке представлено инвертированное изображение диагональных деталей $d(n_1, n_2, 1)$, $0 \leq n_i \leq N_i - 1$, $i = 1, 2$ первого уровня КМА в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка. Сравнение рисунков 1 и 16 наглядно показывает подавление мощной низкочастотной помеховой компоненты радарограммы. Отчетливо идентифицированы границы ледового покрова.

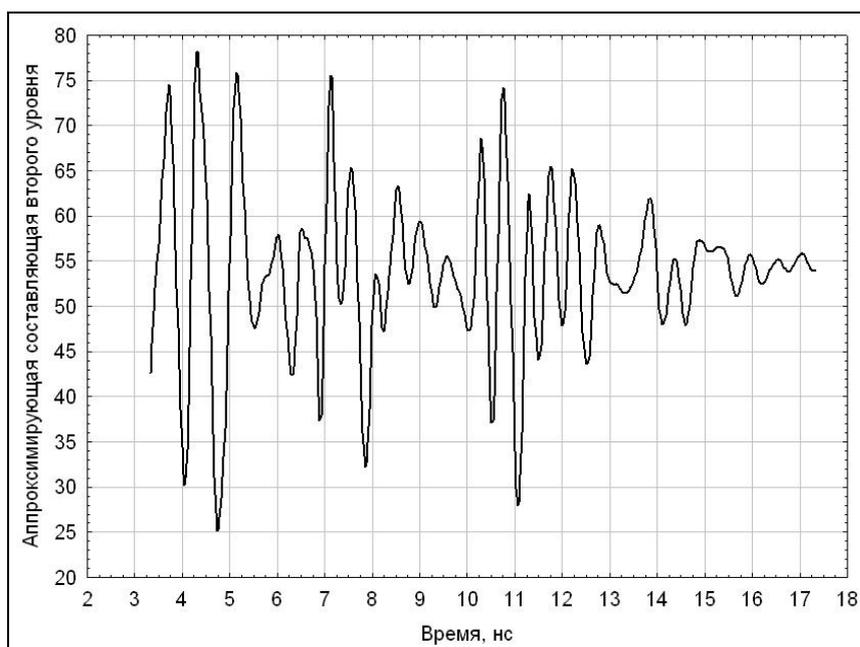


Рис. 15. Сечение ($n_2 = 50$) аппроксимирующей составляющей второго уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы

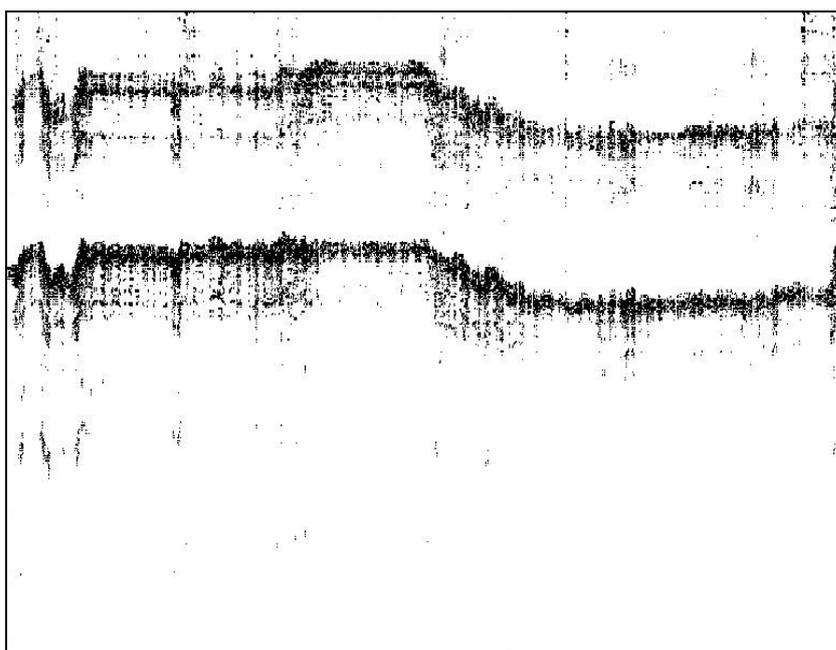


Рис. 16. Диагональные детали первого уровня кратномасштабной декомпозиции радарограммы ледовой переправы Ванавара

Значительное преимущество двумерной кратномасштабной декомпозиции радарограммы ледовой переправы Ванавара перед стандартными процедурами сглаживания (5) ансамбля георадиолокационных сигналов наглядно иллюстрируют рисунки 17 и 18. Сравнение этих рисунков показывает, что ансамбль 33-х георадиолокационных сигналов после удаления скользящей средней с параметром $K = 33$ (см. рис. 17) со значительно меньшей точностью идентифицирует границы «водного» льда, чем аналогичный ансамбль диагональных деталей первого уровня КМА радарограммы в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка (см. рис. 18). Указанное преимущество становится более весомым в случае радиолокационного зондирования «водно - шугового» льда, идентификация границ которого представляет сложную задачу [1, 11].

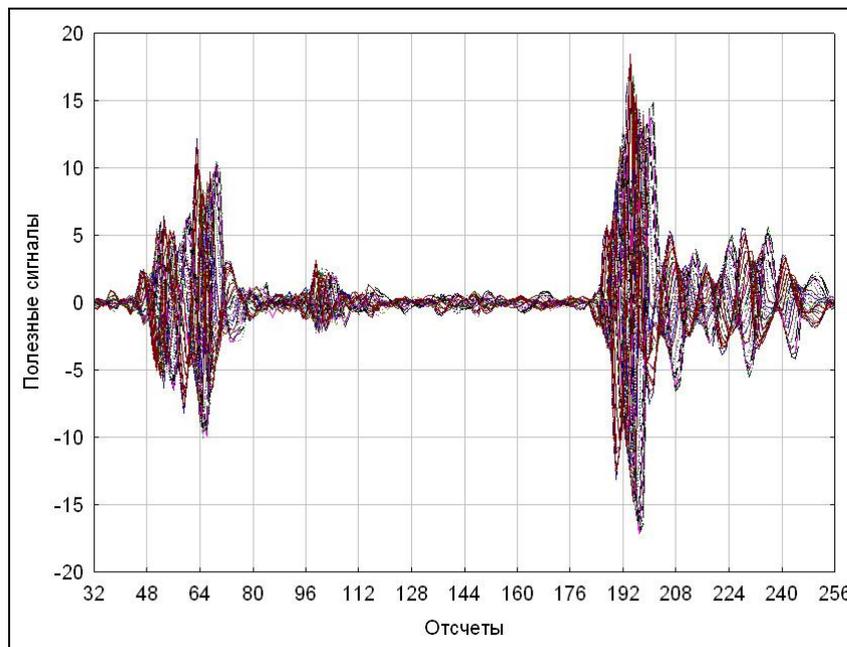


Рис. 17. Ансамбль 33-х георадиолокационных сигналов после удаления скользящей средней с параметром $K = 33$

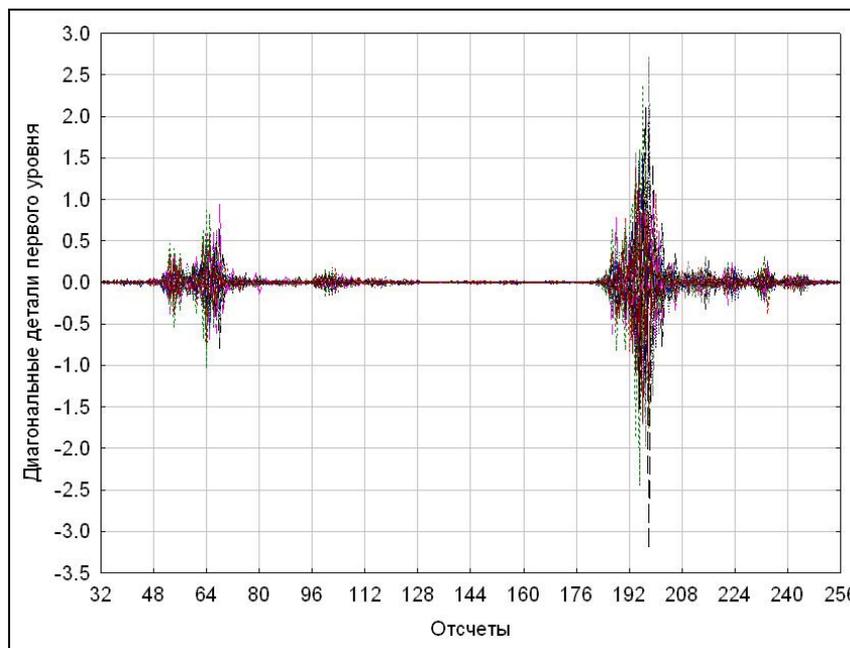


Рис. 18. Ансамбль 33-х диагональных деталей первого уровня КМА радарограммы в базисе вейвлета Дебеша 7-го порядка

EMD- анализ радарограммы. Практическая реализация Wavelet- анализа радарограммы связана с необходимостью выбора модели «материнского» вейвлета [11 - 13], а также количества уровней разложения георадиолокационных сигналов на структурные составляющие с их последующей классификацией на информативные и помеховые компоненты. В этом смысле КМА в базисе дискретного вейвлет преобразования уместно отнести к разряду параметрических методов цифровой обработки линейных нестационарных процессов.

Альтернативную методологию интеллектуального анализа, не требующую формулировки априорных гипотез относительно модели базиса разложения радарограммы, реализует метод Empirical Mode Decomposition (EMD) [19 - 21]. В рамках этого подхода декомпозицию нелинейных нестационарных сигналов или неоднородных изображений выполняют по их собственным эмпирическим функциям (Intrinsic Mode Function - IMF), ко-

торые получают непосредственно из данных в процессе их обработки. В этом смысле EMD- метод в полной мере является интуитивным, апостериорным и адаптивным.

Физический смысл и важное преимущество одномерного EMD- анализа состоит в обнаружении в составе сигнала $s_{n_2}(n_1)$, $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$ собственных колебательных режимов $C_{n_2}(n_1, m)$, $1 \leq m \leq M$ с переменными во времени амплитудами и частотами. Такого рода квазипериодические процессы принято называть IMF- структурными компонентами ВР. Иными словами, георадиолокационный сигнал, измеренный для фиксированного значения пространственной координаты $x = n_2 \Delta x$, представляют в виде разложения

$$s_{n_2}(n_1) = \sum_{m=1}^M C_{n_2}(n_1, m) + a_{n_2}(n_1, M) + e_{n_2}(n_1, M). \quad (10)$$

Здесь M – количество квазипериодических составляющих процесса, $a_{n_2}(n_1, M)$ – его низкочастотная (трендовая) компонента, $e_{n_2}(n_1, M)$ – ошибка аппроксимации сигнала. Выделение собственных эмпирических функций $C_{n_2}(n_1, m)$, $1 \leq m \leq M$ основано на анализе временного положения последовательных локальных минимумов и максимумов сигнала или его нулей.

Чередующиеся локальные экстремумы или нули дают достаточно полные сведения о частотной структуре процесса. Эта интуитивно понятная идея лежит в основе EMD-анализа данных. Медленное колебание формируют огибающие, проходящие через локальные экстремумы более быстрого колебания. Каждая из этих огибающих, определяет характеристическое время (мгновенный период) для процесса. Промежуток времени между последовательными однотипными экстремумами принимают в качестве оценки характеристического времени доминирующей гармонике. Это даёт достаточно точные приближения параметров колебаний.

Адаптивные свойства EMD- метода обусловлены рекуррентной процедурой выделения мгновенных огибающих сигнала $s_{n_2}(n_1)$. Их оценки формируют по отдельности, сначала для максимумов, затем для минимумов ВР. Как только экстремумы обнаружены, все локальные минимумы последовательно соединяют между собой с помощью, например, минимального кубического сплайна и образуют нижнюю мгновенную огибающую $S_{n_2}^{(1)}(n_1, 1)$. Это, так называемая, линия поддержки, поскольку ниже этой линии более высокочастотные колебания процесса не опускаются. Верхнюю мгновенную огибающую $R_{n_2}^{(1)}(n_1, 1)$ (линию сопротивления) формируют аналогичной образом с помощью последовательности локальных максимумов. Среднее значение

$$a_{n_2}^{(1)}(n_1, 1) = \{ R_{n_2}^{(1)}(n_1, 1) + S_{n_2}^{(1)}(n_1, 1) \} / 2$$

полученных оценок представляет собой начальное приближение низкочастотной (аппроксимирующей) составляющей сигнала на первом уровне ($m = 1$) разложения (10). Соответственно остаток

$$C_{n_2}^{(1)}(n_1, 1) = C_{n_2}^{(0)}(n_1, 1) - a_{n_2}^{(1)}(n_1, 1)$$

приобретает смысл начального приближения для высокочастотной компоненты сигнала $C_{n_2}^{(0)}(n_1, 1) = s_{n_2}(n_1)$ на первом уровне его разложения. Временной ряд $C_{n_2}^{(1)}(n_1, 1)$, как правило, не удовлетворяет свойствам IMF- функции, которые состоят в следующем:

- число экстремумов и число нулей функции должны быть равными или отличаться не более чем на единицу;
- в любом временном сечении функции среднее значение ее огибающих, формируемых локальными максимумами и минимумами, должно быть нулевым.

Цифровая обработка экспериментальных данных различной физической природы показала [19], что критерии квазипериодического процесса в виде IMF- функции выполняются в результате итерационного повторения рассмотренной выше процедуры. Иными словами, в цикле $i = 0, 1, 2, \dots$ обновляют оценки огибающих $R_{n_2}^{(i+1)}(n_1, 1)$ и $S_{n_2}^{(i+1)}(n_1, 1)$ для текущей высокочастотной компоненты $C_{n_2}^{(i)}(n_1, 1)$. После конечного числа итераций i получают два ВР. Первый $a_{n_2}^{(i+1)}(n_1, 1)$ сходится к аппроксимирующей составляющей $a_{n_2}(n_1, 1)$ исходного процесса для высокочастотного масштаба $m = 1$. Этот ряд все еще содержит информацию о компонентах со средними и большими периодами. Поэтому его рассматривают, как новые данные, которые подвергают процессу анализа, описанному выше. Второй ВР $C_{n_2}^{(i+1)}(n_1, 1)$ сходится к IMF- функции $C_{n_2}(n_1, 1)$. Она является наилучшей оценкой для самой коротковолновой квазигармонической компоненты исходного сигнала.

В конечном итоге, вычислительная процедура EMD- анализа содержит два вложенных цикла, внешний - по частотным масштабам m и внутренний - по итерациям i коррекции IMF- функций. В каждом частотном кластере m получают две временные последовательности в виде аппроксимирующей компоненты $a_{n_2}(n_1, m)$ с относительно большими характерными периодами и детализирующей квазигармонической составляющей $C_{n_2}(n_1, m)$ с меньшими периодами. Вычислительные этапы базового варианта алгоритма разложения сигнала $s_{n_2}(n_1)$ по его IMF- функциям [19, 20] представлены в Приложении.

Рисунок 19 демонстрирует результат аппроксимации георадиолокационного сигнала $s_{255}(n_1)$, представленного на рис. 2, (в масштабе левой шкалы) пятью квазигармоническими компонентами в виде собственных эмпирических функций $C_{255}(n_1, m)$, $1 \leq m \leq 5$ и трендовой составляющей $a_{255}(n_1, 5)$, $0 \leq n_1 \leq 511$ сигнала. Ошибка аппроксимации (тонкая линия в масштабе правой шкалы) $e_{255}(n_1, 5)$ не превышает по абсолютной величине значения 0,001. Графики собственных эмпирических функций иллюстрирует рис. 20.

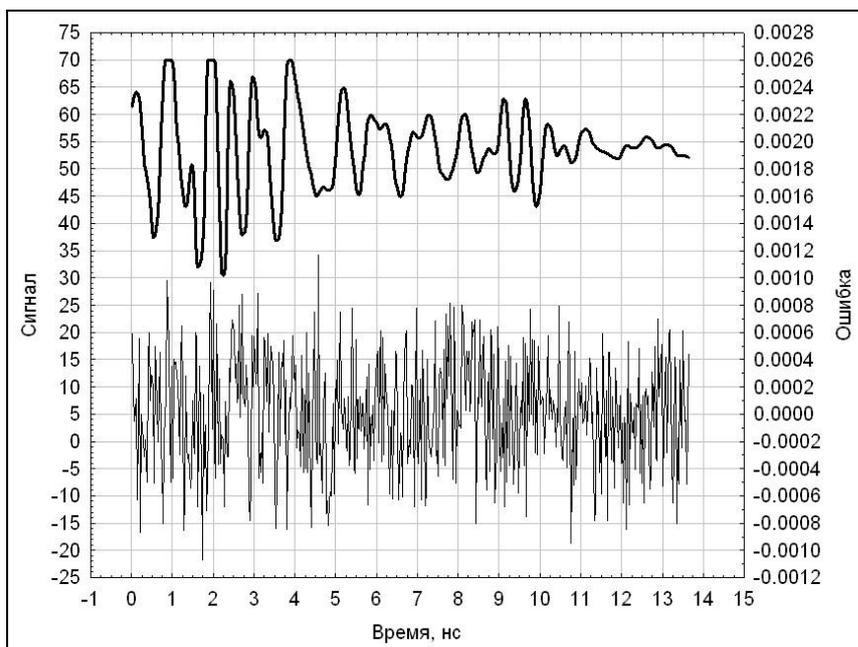
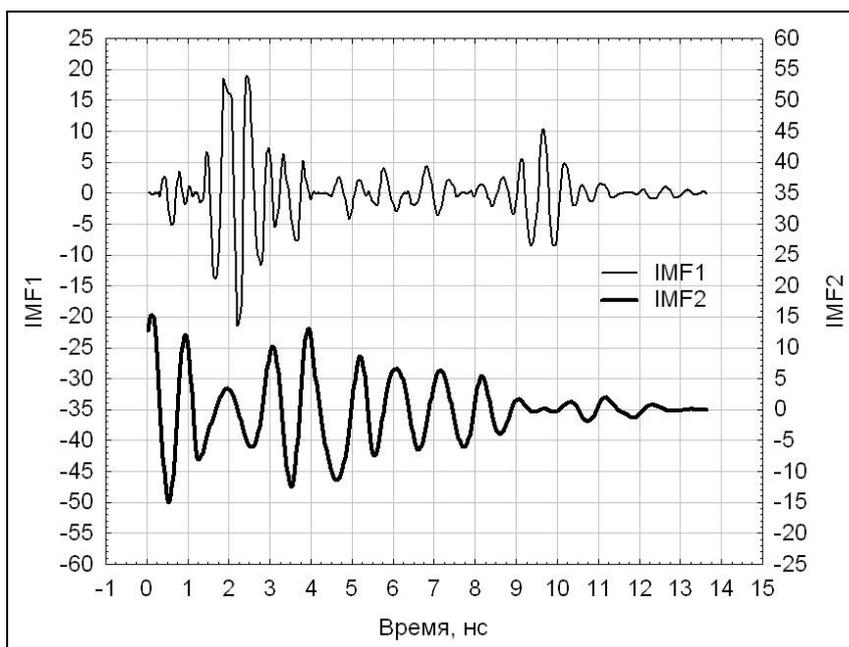
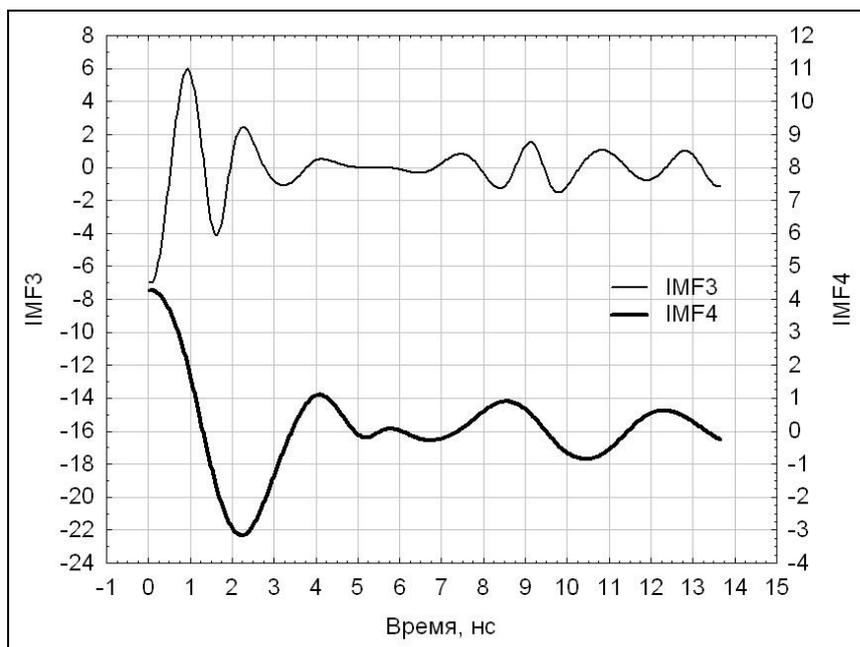


Рис. 19. Аппроксимация георадиолокационного сигнала пятью собственными эмпирическими функциями и трендовой компонентой

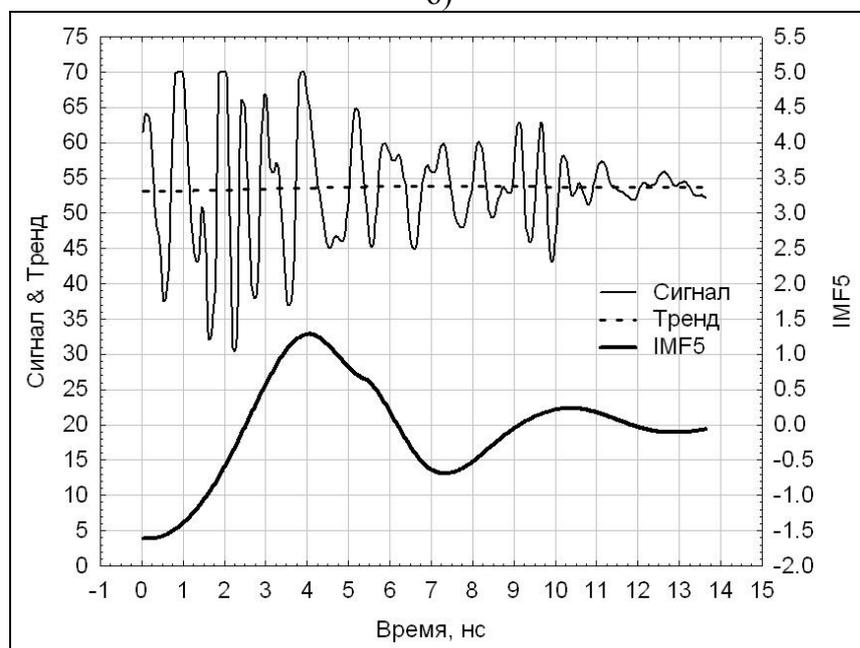
Вторая (толстая линия в масштабе правой шкалы) - результат выделения первой собственной эмпирической функции сигнала $s_{255}(n_1)$. Сравнение этих оценок наглядно демонстрирует значительные преимущества одномерного EMD- анализа радарограммы. Более того, повторное применение процедуры эмпирической модовой декомпозиции к первой IMF- функции сигнала $s_{255}(n_1)$ позволяет несколько усилить эффект подавления его мощной помеховой составляющей. В частности, в качестве окончательной оценки информативной компоненты сигнала $s_{255}(n_1)$ рационально выбрать третью IMF- функцию рекурсивного EMD- анализа первой IMF- функции исходных данных.



а)



б)



в)

Рис. 20. Собственные эмпирические функции (IMF) и трендовая компонента георадиолокационного сигнала: а) - первая и вторая IMF; б) – третья и четвертая IMF; в) - пятая IMF и тренд

Альтернативные оценки информативных составляющих георадиолокационного сигнала $s_{255}(n_1)$ представлены на рис. 21. Первая (тонкая линия в масштабе левой шкалы) получена с помощью скользящего усреднения по ансамблю из 33-х реализаций сигналов $s_{223}(n_1), \dots, s_{255}(n_1)$ (см. рис. 2).

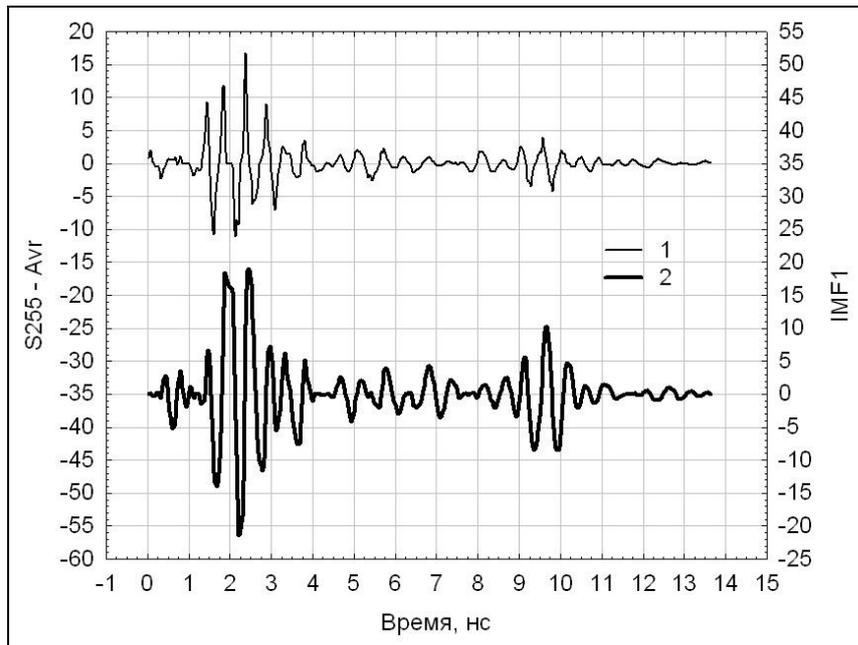


Рис. 21. Информативные составляющие георадиолокационного сигнала: (1) – скользящая средняя, (2) – первая собственная эмпирическая функция

Результат декомпозиции георадиолокационного сигнала на помеховую и информативную составляющие с помощью двукратного EMD- анализа демонстрирует рис. 22. Плодотворной, на наш взгляд, является идея комбинированной цифровой обработки радарограммы, основанной на рациональном сочетании различных методов структурного анализа данных или их рекурсивного применения. В качестве примера, иллюстрирующего эту технологию, проанализирует эффективность сочетания, например, двумерного КМА в базе вейвлета Дебеша 7- го порядка и последующего одномерного EMD- анализа георадиолокационных сигналов с целью улучшения качества выделения информативной составляющей радарограммы.

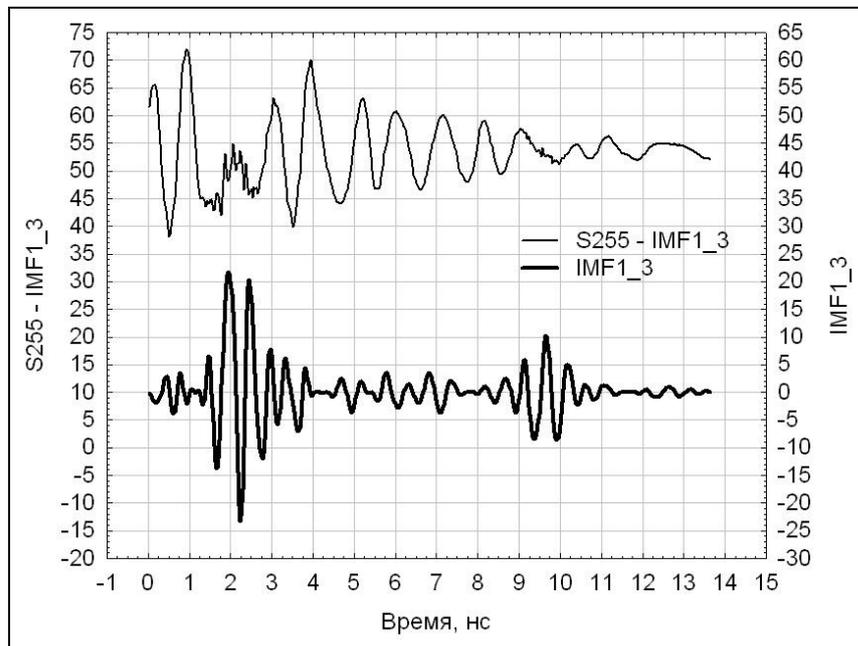
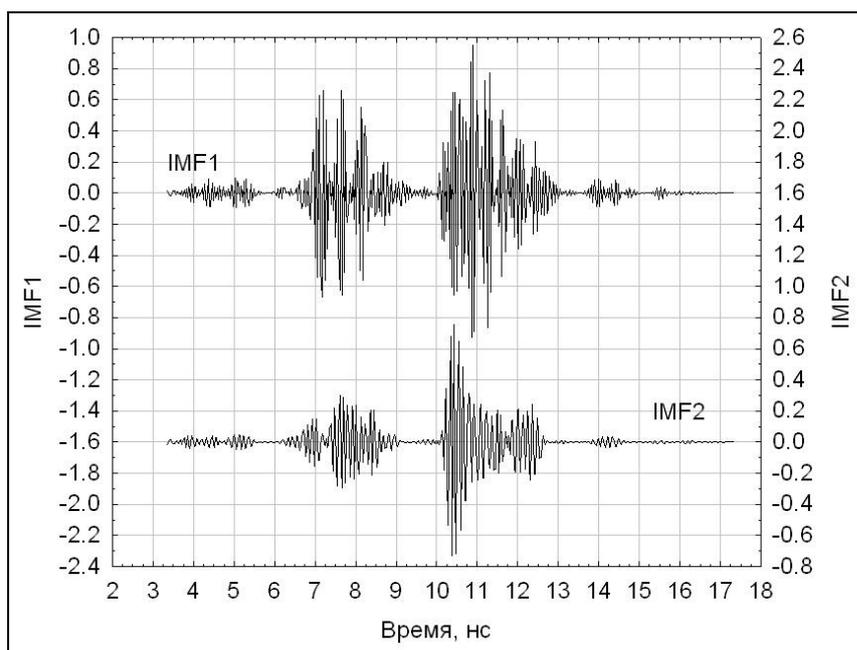


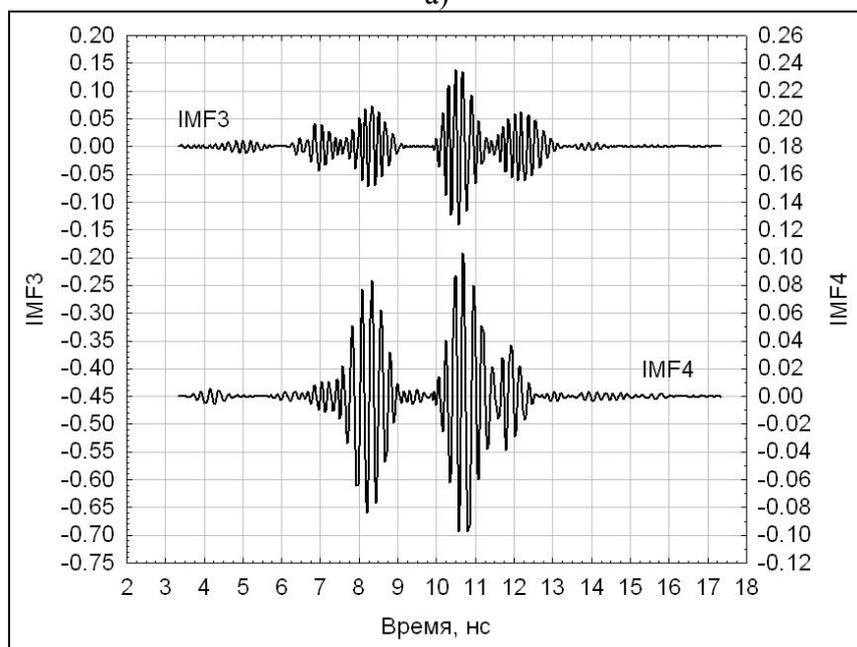
Рис. 22. Рекурсивная EMD- декомпозиция георадиолокационного сигнала на помеховую и информативную составляющие

На рис. 23 показаны первые пять IMF- функций и тренд, полученные в результате эмпирической модовой декомпозиции сечения ($n_2 = 50$) диагональных деталей первого

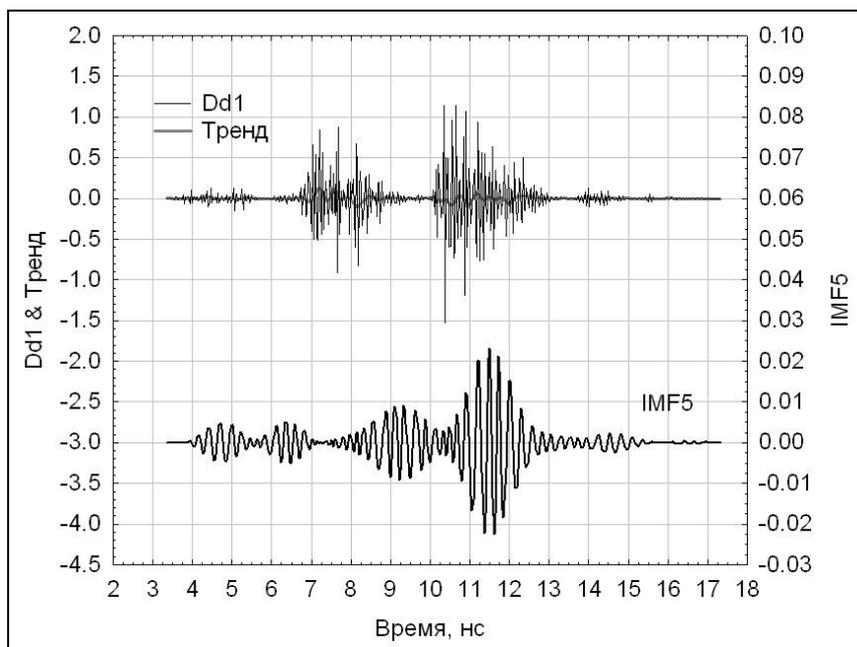
уровня двумерного КМА (см. рис. 12) ансамбля георадиолокационных сигналов ледовой переправы Ванавара (см. рис. 4).



а)



б)



в)
Рис. 23. EMD- анализ сечения ($n_2 = 50$) диагональных деталей первого уровня КМА радарограммы: а) - первая и вторая IMF; б) – третья и четвертая IMF; в) - пятая IMF и тренд

Улучшение качества идентификации границ ледового покрова с помощью комбинации вейвлет и EMD- анализа демонстрирует рис. 24. Для сравнения на этом рисунке показаны начальная вейвлет оценка информативного сигнала и результат ее EMD- коррекции в виде четвертой собственной эмпирической функции.

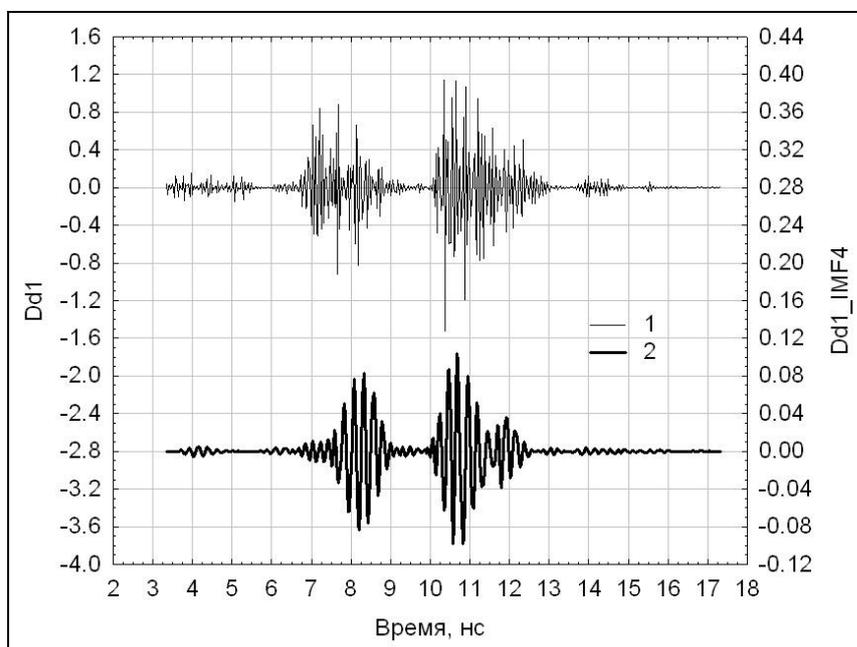


Рис. 24. Структурные оценки информативного сигнала: (1) – Wavelet- анализ, (2) - Wavelet & EMD- анализ

Эмпирическая модовая декомпозиция радарограммы, представленной в виде дискретной модели изображения, может быть реализована двумя известными способами. Многоканальный вариант предусматривает применение одномерного EMD- анализа к ансамблю георадиолокационным сигналам последовательно по времени $t = n_1 \Delta t$ и про-

пространственной переменной $x = n_2 \Delta x$ [22]. Двумерный EMD- анализ по аналогии с одномерной итерационной процедурой формирует квазипериодические изображения в виде двумерных IMF- функций [23]. Основой такого рода прямой декомпозиции являются:

- двумерная интерполяция цифровой модели изображения;
- алгоритмы идентификации локальных экстремумов изображения;
- формирование оценок нижней и верхней мгновенных огибающих изображения.

В работе [24] представлен пример применения двумерного EMD- анализа изображений, полученных метеорологическим радиолокатором в рамках проблемы исследования уровня осадков и прогнозирования текущей погоды по результатам дистанционного зондирования Земли из космоса.

SSA- анализ радарограммы. Наряду с эмпирической модовой декомпозицией радарограммы, апостериорным и непараметрическим методом является сингулярный анализ георадиолокационных сигналов (Singular Spectral Analysis - SSA) или метод «Гусеница» [25]. Одномерный вариант этого метода выделения структурных компонент ВР $s_{n_2}(n_1)$,

$0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$ содержит два вычислительных этапа:

- разложения сигнала на элементарные структурные компоненты;
- восстановления структурных компонент сигнала.

На этапе разложения формируют траекторную матрицу ВР

$$Q = \begin{bmatrix} s_{n_2}(0) & s_{n_2}(1) & \cdots & s_{n_2}(K-1) \\ s_{n_2}(1) & s_{n_2}(2) & \cdots & s_{n_2}(K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n_2}(L-1) & s_{n_2}(L) & \cdots & s_{n_2}(N_1-1) \end{bmatrix} = \left\{ s_{n_2}(l+k-2) \right\}_{\substack{k=1, \overline{K} \\ l=1, \overline{L}}}$$

размером $L \times K$, где $K = N_1 - L + 1$. Здесь и в дальнейшем зависимость от пространственной координаты $x = n_2 \Delta x$ там, где это не вызвано необходимостью, опускаем для сокращения записи. Столбцы

$$\vec{C}_k = \left\{ s_{n_2}(k-1), \dots, s_{n_2}(k+L-2) \right\}^T, \quad 1 \leq k \leq K$$

и строки

$$\vec{R}_l = \left\{ s_{n_2}(l-1), \dots, s_{n_2}(l+K-2) \right\}^T, \quad 1 \leq l \leq L$$

этой матрицы представляют собой векторы вложения георадиолокационного сигнала в альтернативные траекторные пространства с размерностями \mathfrak{R}^L и \mathfrak{R}^K соответственно. Радиусы - векторы \vec{C}_k , $1 \leq k \leq K$ и \vec{R}_l , $1 \leq l \leq L$ отображают в этих пространствах последовательные сегменты данных, содержащие соответственно L и K отсчетов исходного сигнала. Хронологические последовательности указанных векторов формируют, так называемые, фазовые траектории.

Важно отметить два факта. Во-первых, матрица Q является ганкелевой, т. е. имеет одинаковые элементы на любой кросс - диагонали. Указанное свойство является необходимым и достаточным условием взаимно однозначного соответствия

$$s_{n_2}(n_1) \leftrightarrow Q. \quad (11)$$

Иными словами, каждому ВР соответствует ганкелева матрица и наоборот. Такое соответствие позволяет, в свою очередь, оценить эффективный ранг (число степеней сво-

боды) георадиолокационного сигнала с помощью сингулярного разложения (Singular Value Decomposition - SVD) его траекторной матрицы

$$Q = \sum_{m=1}^M Q_m, \quad Q_m = \sigma_m \bar{U}_m \bar{V}_m^T, \quad M \leq \min(L, K), \quad \sigma_m = \sqrt{\lambda_m}. \quad (12)$$

Здесь $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_M > 0$ и $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M > 0$ - неубывающие последовательности соответственно сингулярных чисел траекторной матрицы Q и собственные значения корреляционных матриц $B_L = QQ^T/K$ (размером $L \times L$) или $B_K = Q^T Q/L$ (размером $K \times K$) сигнала \bar{S}_{n_2} ; $\{\bar{U}_1, \dots, \bar{U}_M\}$ и $\{\bar{V}_1, \dots, \bar{V}_M\}$ - оптимальные ортонормированные базисы разложения

$$\bar{C}_k = \sum_{m=1}^M u_{k,m} \sigma_m \bar{U}_m, \quad u_{k,m} = \bar{U}_m^T \bar{C}_k / \sigma_m, \quad 1 \leq k \leq K,$$

$$\bar{R}_l = \sum_{m=1}^M v_{l,m} \sigma_m \bar{V}_m, \quad v_{l,m} = \bar{V}_m^T \bar{R}_l / \sigma_m, \quad 1 \leq l \leq L$$

сегментов (длиною L и K) ВР по собственным векторам \bar{U}_m и \bar{V}_m , $1 \leq m \leq M$ корреляционных матриц B_L и B_K соответственно. В рамках дискретного разложения Карунена - Лоева эти собственные векторы рационально интерпретировать как главные структурные компоненты сигнала. Кроме того, ортонормированность каждого из двух базисов разложения определяет их взаимосвязь

$$\bar{V}_m = Q^T \bar{U}_m / \sigma_m, \quad \bar{U}_m = Q \bar{V}_m / \sigma_m.$$

Также следует отметить, что SVD- разложение (12) является единственным методом, формирующим биортогональный базис анализа ВР.

Сингулярные числа σ_m , $1 \leq m \leq M$ имеют наглядный геометрический смысл. В траекторном пространстве они определяют масштабы рассеяния данных вдоль осей ортонормированных базисов. Значимым сингулярным числам $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_D \gg 0$ соответствуют большие масштабы, т.е. мощные низкочастотные помеховые компоненты георадиолокационного сигнала. Сингулярным числам в диапазоне нуля $\sigma_{D+1} \geq \sigma_{D+2} \geq \dots \geq \sigma_M \approx 0$ отвечают маломощные высокочастотные информативные составляющие сигнала. Таким образом, экспертная оценка эффективного ранга D по критерию уровня значимости $\varepsilon > 0$ энергии информативного сигнала

$$\frac{\lambda_{D+1} + \dots + \lambda_{D+M}}{\lambda_1 + \dots + \lambda_M} \approx \varepsilon \quad (13)$$

позволяет, как правило, выделить помеховые Q_m , $1 \leq m \leq D$ и зашумленные информативные составляющие Q_m , $D+1 \leq m \leq D+M$ траекторной матрицы.

Матрицы Q_m , $1 \leq m \leq M$ (размером $L \times K$) принято называть элементарными, поскольку они имеют единичный ранг. К сожалению, эти матрицы не являются ганкелевыми. Поэтому не удается непосредственно получить элементарные структурные компоненты ВР с помощью соответствия, аналогичного (11). Указанную проблему решают с помощью процедуры усреднения элементов матрицы $Q_m = \left\{ q_{l,k}^{(m)} \right\}_{l=1, \bar{L}}^{k=1, \bar{K}}$, лежащих на

каждой кросс-диагонали [25]. В результате аппроксимация элементарных структурных составляющих исходного сигнала $s_{n_2}^{(m)}(n_1)$, $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$ приобретает вид

$$s_{n_2}^{(m)}(n_1) = \begin{cases} \frac{1}{n_1 + 1} \sum_{k=1}^{n_1+1} p_k^{(m)}(n_1-k+2) & , 0 \leq n_1 < L^* - 1 \\ \frac{1}{L^*} \sum_{k=1}^{L^*} p_k^{(m)}(n_1-k+2) & , L^* - 1 \leq n_1 < K^* , 1 \leq m \leq M . \\ \frac{1}{N_1 - n_1} \sum_{k=n_1-K^*+2}^{N_1-K^*+1} p_k^{(m)}(n_1-k+2) & , K^* \leq n_1 < N_1 \end{cases}$$

Здесь введены следующие обозначения

$$L^* = \min(L, K); \quad K^* = \max(L, K); \quad p_{lk}^{(m)} = \begin{cases} q_{lk}^{(m)} , L \leq K \\ q_{kl}^{(m)} , L > K \end{cases}$$

Вторым важным следствием процедуры вложения является возможность реализации глобальной реконструкции фазовых траекторий георадиолокационного сигнала методами теории нелинейных динамических систем и, таким образом, формирования цифровых моделей лоцируемой среды в виде, например, линейных рекуррентных формул [26].

На этапе восстановления решают задачу группировки матриц Q_m , $1 \leq m \leq M$ по критерию общности корреляционно - спектральных свойств элементарных структурных компонент исходного ВР. Удобным для практического применения является критерий кластеризации по уровню w - взвешенной взаимной корреляции элементарных структур $s_{n_2}^{(m)}(n_1)$, $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$, $1 \leq m \leq M$ [25]

$$\rho_{n_2}(|m_2 - m_1|) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} w(n_1) s_{n_2}^{(m_1)}(n_1) s_{n_2}^{(m_2)}(n_1), \quad 1 \leq m_1, m_2 \leq M .$$

В качестве весовой функции $w(n_1)$ выбирают количество элементов траекторной матрицы, принадлежащих кросс-диагонали с текущим номером $n_1 + 1 = l + k - 1$, т. е.

$$w(n_1) = \begin{cases} n_1 + 1 & , 0 \leq n_1 < L^* - 1 \\ L^* & , L^* - 1 \leq n_1 < K^* . \\ N_1 - n_1 & , K^* \leq n_1 < N_1 \end{cases}$$

Диагональный вид матрицы w - корреляции (см. рис. 25) наглядно обосновывает эмпирическую процедуру группировки матриц Q_m , $1 \leq m \leq M$. Элементарные структуры, демонстрирующие высокий уровень w - взаимной корреляции, рационально ассоциировать с уникальной структурной компонентой исходного ВР.

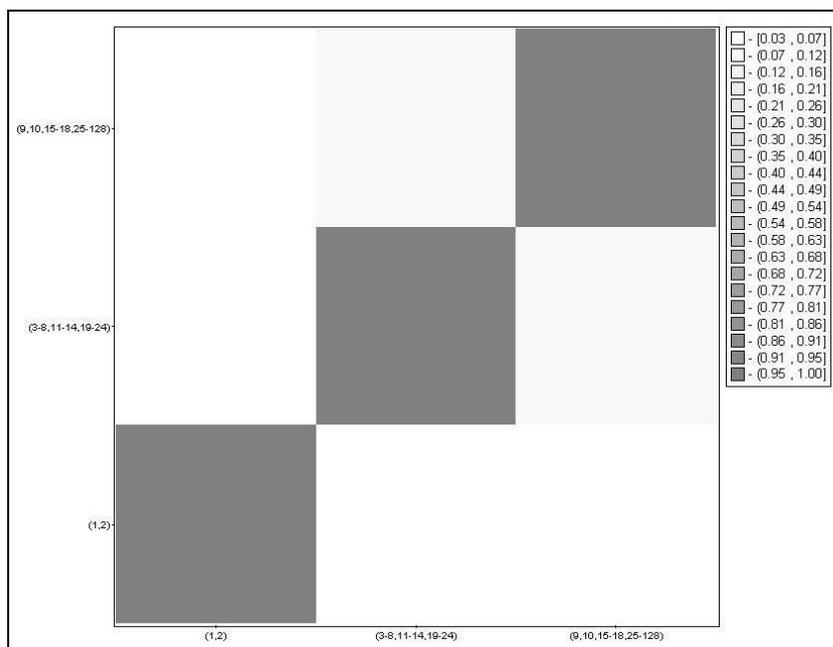


Рис. 25. Матрица w - корреляции структурных компонент георадиолокационного сигнала

Формально процедура кластеризации делит все множество индексов $1 \leq m \leq M$ на J непересекающихся подмножеств I_1, \dots, I_J , где

$$I_j = \left\{ m : m_1^{(j)}, m_2^{(j)}, \dots, m_{M_j}^{(j)} \right\}, \quad 1 \leq j \leq J.$$

Здесь J – количество структурных составляющих исходного ВР; M_j – количество элементарных матриц в j -ой группе, т.е.

$$M_1 + M_2 + \dots + M_J = M.$$

Каждая группа элементарных матриц образует свою структурную матрицу

$$P_j = \sum_{k=1}^{M_j} Q_{m_k^{(j)}}, \quad 1 \leq j \leq J.$$

Совокупность этих матриц формирует разложение траекторной матрицы ВР на ее структурные составляющие

$$Q = \sum_{j=1}^J P_j.$$

Матрицы P_j , $1 \leq j \leq J$ не являются ганкелевыми. Поэтому необходимо их диагональное усреднение для восстановления структурных составляющих исходных данных в виде ВР.

Опыт применения SSA- декомпозиции сигналов различной физической природы показал, что качество разделения ВР на структурные компоненты улучшается, если из исходных данных предварительно выделяют плавную трендовую составляющую. Рисунок 26 демонстрирует результаты рекуррентного оценивания тренда георадиолокационного сигнала $s_{255}(n_1)$ (см. рис. 2) с помощью модели Мак' Лейна наименьших квадратов взвешенных расстоянием [27]. Последующий SSA- анализ центрированного сигнала выполнялся с параметром вложения $L = 128$ отсчетов. Эффективный ранг траекторной матрицы ВР $D = 2$ соответствовал уровню значимости $\varepsilon = 0,588$ по критерию (13), что согласуется с результатами работы [28].

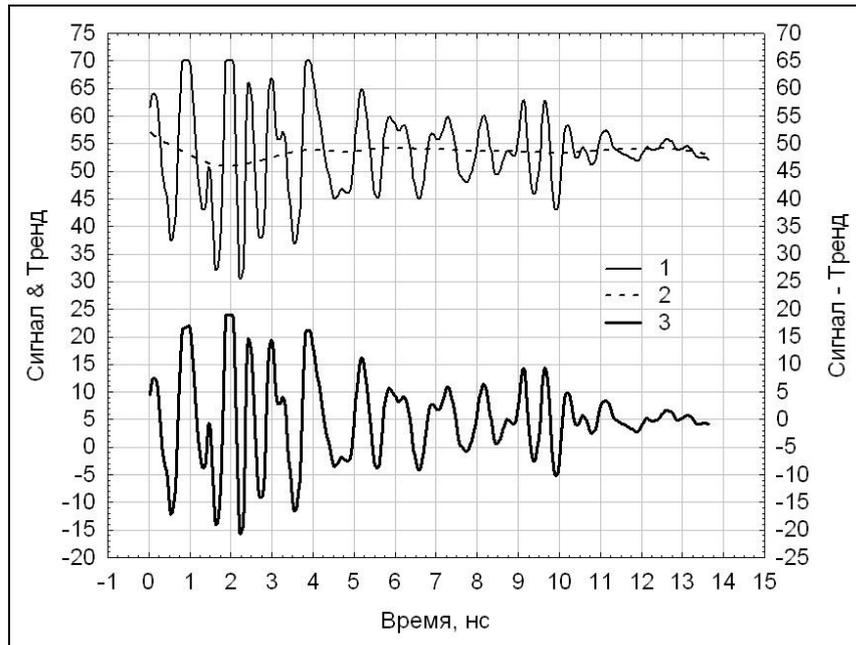


Рис. 26. Георадиолокационный сигнал и его тренд:
(1) – сигнал, (2) – тренд, (3) – центрированный сигнал

Не формализованным и достаточно трудоемким этапом SSA- анализа является процедура группировки элементарных матриц георадиолокационного сигнала. Высокое качество кластеризации, обеспечивающее диагональный вид матрицы w - взаимной корреляции (см. рис. 25), основано, как правило, на экспертном оценивании. Физически интерпретируемый результат группировки элементарных структурных компонент сигнала $S_{255}(n_1)$ состоит в следующем:

- кластер $I_1 = \{ m : 1, 2 \}$ мощной помеховой компоненты помимо тренда (см. рис. 26) содержит первые две сингулярные тройки $(\sigma_m, \bar{U}_m, \bar{V}_m)$, что отвечает уровню значимости $\varepsilon = 0,412$;
- кластер информативного сигнала $I_2 = \{ m : 3 \div 8, 11 \div 14, 19 \div 24 \}$ включает сингулярные тройки с 3-й по 8-ю, с 11-й по 14-ю, с 19-й по 24-ю, что соответствует уровню значимости $\varepsilon = 0,511$;
- кластер шумовой составляющей $I_3 = \{ m : 9, 10, 15 \div 18, 25 \div 128 \}$ включает сингулярные тройки 9-ю и 10-ю, с 15-й по 18-ю, с 25-й по 128-ю, что отвечает уровню значимости $\varepsilon = 0,077$.

На рис. 27 в масштабе правой шкалы представлена информативная составляющая георадиолокационного сигнала, полученная в результате суммирования элементарных матриц Q_m из кластера I_2 и диагонального усреднения соответствующей структурной матрицы P_2 .

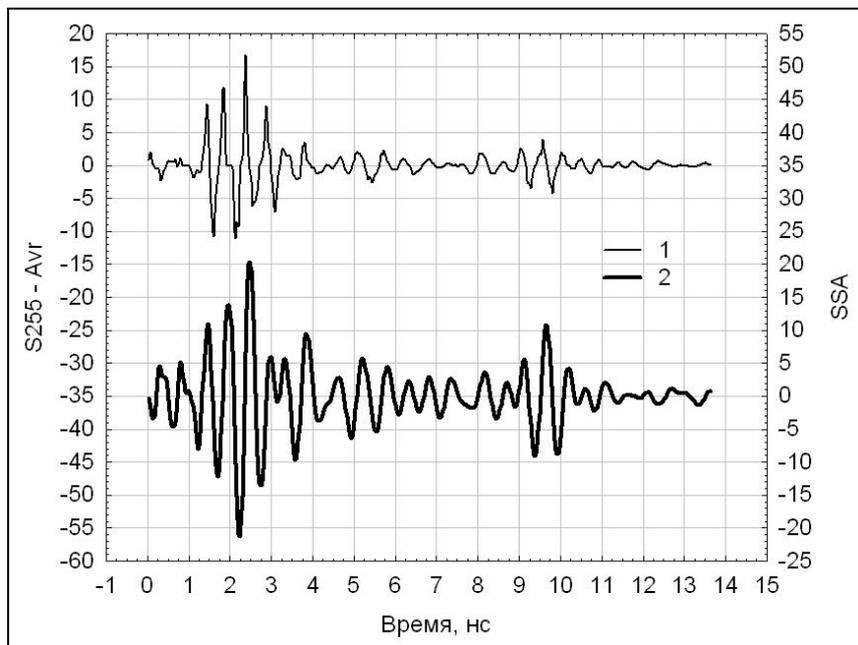


Рис. 27. Информативные составляющие георадиолокационного сигнала:
 (1) – скользящая средняя, (2) – SSA- анализ

Сравнение этого сигнала с альтернативной оценкой, полученной с помощью процедуры скользящего усреднения, демонстрирует значимые преимущества SSA- анализа перед стандартными методами цифровой фильтрации данных. Также следует отметить, что последующее вычисление первой собственной эмпирической функции (см. рис. 28) сингулярной оценки информативного сигнала подтверждает рациональность идеи комбинированной структурной обработки георадиолокационной информации.

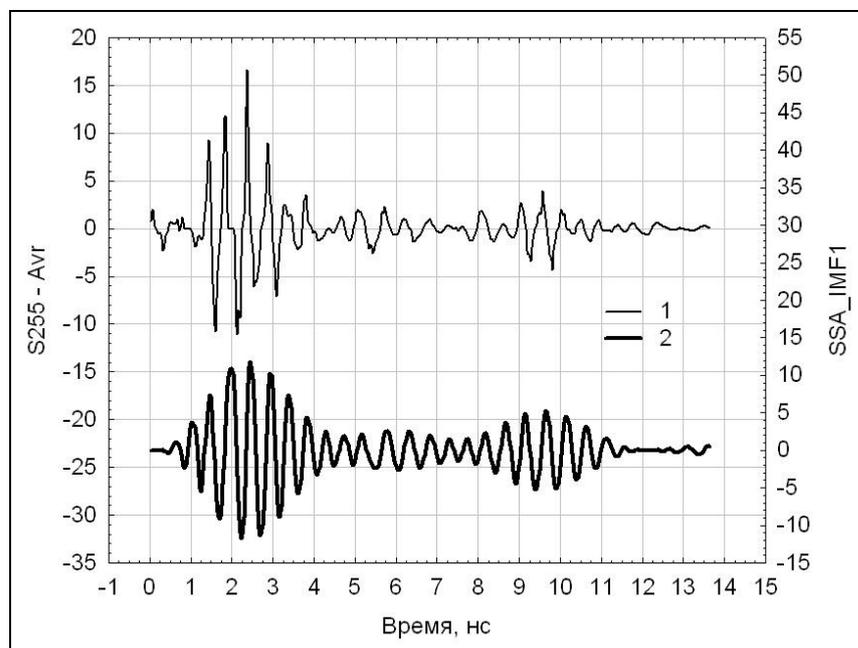


Рис. 28. Комбинированная оценка информативного сигнала:
 (1) – скользящая средняя, (2) - SSA & EMD- анализ

Сравнение рисунков 2, 22 и 29 также наглядно иллюстрирует высокий интеллектуальный потенциал структурных методов цифровой обработки радарограммы.

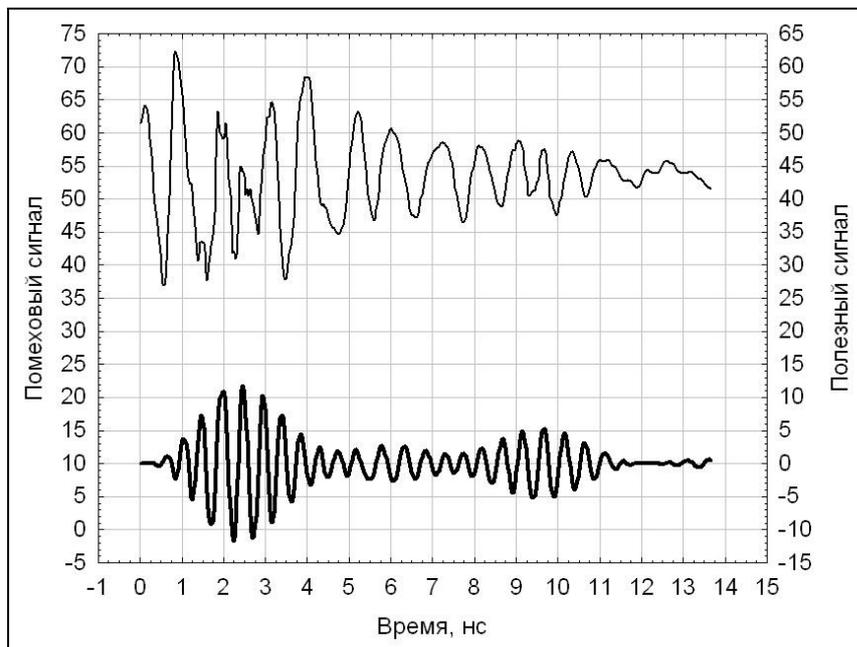


Рис. 29. Оценки помехового и полезного сигнала с помощью SSA & EMD- анализа данных

Сингулярный анализ радарограммы, представленной в виде дискретной модели изображения, может быть реализован различными способами. Например, многоканальный вариант может быть реализован на основе применения одномерного SSA- анализа последовательно к каждому георадиолокационному сигналу из ансамбля сначала по времени $t = n_1 \Delta t$ (по столбцам радарограммы) и затем по пространственной переменной $x = n_2 \Delta x$ (по строкам). В результате такого подхода, аналогичного многоканальному EMD- алгоритму [22], получают двумерный массив изображений в виде структурных компонент радарограммы.

Метод SSA- анализа многомерных временных рядов (MSSA) [29] основан на формировании и SVD- разложении блочной траекторной матрицы, состоящей из последовательности траекторных матриц георадиолокационных сигналов из ансамбля.

Практический интерес представляют два варианта двумерного SSA- анализ (2D-SSA) дискретных моделей изображений [30]. Первый основан на SVD- разложении блочно - ганкелевой траекторной матрицы радарограммы [30, с. 31]. Второй вариант реализует Kronecker-product SVD (KP-SVD)- разложение двумерной траекторной матрицы радарограммы в виде суммы Кронекеровских произведений [30, с. 33].

Заключение. В работе на конкретных примерах продемонстрировано существенное преимущество современных структурных методов анализа георадарных измерений по сравнению со стандартными методами пространственно - временной цифровой фильтрации. Комбинированное, рекуррентное применение одномерных или двумерных wavelet- анализа, эмпирической модовой декомпозиции, а также сингулярного анализа радарограмм позволяют эффективно выделить маломощные информативные георадиолокационные сигналы на фоне мощных помех.

Приложение. Преобразование Гильберта – Хуанга.

Шаг 0. Выбрать количество M уровней разложения сигнала на структурные составляющие. Выбрать уровень значимости $\varepsilon > 0$ для критерия продолжения итерационной процедуры оценки IMF- функций и наибольшее число ее итераций

I_{\max} . Выбрать начальное приближение $C_{n_2}^{(0)}(n_1, 1) = s_{n_2}(n_1)$ для высокочастотной компоненты сигнала на первом уровне разложения. Инициализировать цикл $m = 0$ по квазигармоническим компонентам процесса.

Шаг 1. Цикл по квазигармоническим компонентам сигнала $m = m + 1$.

Шаг 2. Инициализировать цикл $i = 0$ по итерациям оценки IMF- функции текущего частотного масштаба. Идентифицировать локальные экстремумы ВР $C_{n_2}^{(0)}(n_1, m)$.

Шаг 3. Цикл по итерациям $i = i + 1$ оценки IMF- функции текущего частотного масштаба. Сформировать оценки нижней $S_{n_2}^{(i)}(n_1, m)$ и верхней $R_{n_2}^{(i)}(n_1, m)$ мгновенных огибающих ВР $C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m)$. Вычислить текущую оценку низкочастотной (аппроксимирующей) компоненты процесса $C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m)$

$$a_{n_2}^{(i)}(n_1, m) = \{ R_{n_2}^{(i)}(n_1, m) + S_{n_2}^{(i)}(n_1, m) \} / 2.$$

Вычислить текущую оценку высокочастотной (детализирующей) компоненты процесса $C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m)$

$$C_{n_2}^{(i)}(n_1, m) = C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m) - a_{n_2}^{(i)}(n_1, m).$$

Шаг 4. Критерии продолжения итерационной оценки IMF- функции текущего частотного масштаба. Вычислить энергии ВР $C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m)$ и его низкочастотной компоненты $a_{n_2}^{(i)}(n_1, m)$

$$E_C = \sum_{n_1}^{N_1-1} \{ C_{n_2}^{(i-1)}(n_1, m) \}^2, \quad E_a = \sum_{n_1}^{N_1-1} \{ a_{n_2}^{(i)}(n_1, m) \}^2.$$

Если $(E_a \geq \varepsilon E_C) \cup (i \leq I_{\max})$ то идти к **Шагу 3**. Важно отметить, что данный критерий гарантирует сохранение физического смысла, как для амплитудной, так и для частотной модуляции, присутствующих в IMF- функции.

Шаг 5. Выделить из данных квазигармоническую коротковолновую и длинноволновую (аппроксимирующую) составляющие текущего частотного масштаба m

$$C_{n_2}(n_1, m) = C_{n_2}^{(i)}(n_1, m), \quad a_{n_2}(n_1, m) = a_{n_2}^{(i)}(n_1, m).$$

Шаг 6. Критерии продолжения декомпозиции данных. Если выполняется хотя бы одно из условий:

- текущий масштаб $m \leq M$;
- длинноволновая составляющая $a_{n_2}(n_1, m)$ содержит два или более экстремумов;
- $|C_{n_2}(n_1, m)| \geq \delta_C \cup |a_{n_2}(n_1, m)| \geq \delta_a$;
- $\sum_{n_1=1}^{N_1-1} \left\{ s_{n_2}(n_1) - \sum_{k=1}^m C_{n_2}(n_1, k) \right\}^2 \geq \delta_S \sum_{n_1=1}^{N_1-1} s_{n_2}^2(n_1)$

то сформировать начальное приближение

$$C_{n_2}^{(0)}(n_1, m+1) = a_{n_2}^{(i)}(n_1, m)$$

коротковолновой компоненты для последующего частотного масштаба разложения и идти к *Шагу 1*. В противном случае закончить вычисления.

Литература

1. Семейкин Н. П., Монахов В. В., Зверев Е. О., Еременко А. В. Георадиолокационные исследования пресных речных льдов. Измерение толщины льда // Тезисы докладов 4-ой международная научно – практическая конференция по георадиолокации «Георадар - 2004». М: МГУ, 2004. – С.
2. Мельчинов В. П., Нерадовский Л. Г., Аргунов Е. П. О возможности использования георадара при проведении геофизических исследований в условиях севера // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», 29 ноября - 3 декабря. 2010. М.: ИРЭ РАН, 2010. – С. 175 – 179.
3. Семейкин Н. П., Помозов В. В. Георадары «ОКО». Сравнение возможностей АБ-1700 и АБ-1700Р (рупорный) по зондированию дорожного покрытия. / www.geotech.ru/about/stati
4. Денисов Р. Р., Капустин В. В. Обработка георадарных данных в автоматическом режиме // Геофизика. – 2010. - № 4. – С. 76 – 80.
5. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ. – М.: Мир. 1988. – 488 с.
6. Клаербоут Д. Ф. Сейсмическое изображение земных недр: Пер. с англ. - М.: Недра. 1989. 407 с.
7. Claerbout J. F. Basic Earth Imaging. – Cambridge: Free Software Foundation. 2010. – 218 p.
8. Хаттон Л., Уэрдингтон М., Мейкин Дж. Обработка сейсмических данных. Теория и практика: Пер. с англ. – М.: Мир. 1989. – 216 с.
9. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А. Ю. Гринева. – М: Радиотехника, 2005. – 416 с.
10. Старовойтов А. В. Интерпретация георадиолокационных данных: учебное пособие для вузов. – М: МГУ, 2008. – 192 с.
11. Федорова Л. Л., Соколов К. О. Решение задач обработки и интерпретации георадиолокационных данных на основе вейвлет- анализа // Горный информационно – аналитический бюллетень (научно – технический журнал). - 2008. - № 8. - С. 153 – 158.
12. Соколов К. О., Федорова Л. Л., Омеляненко А. В. Выявление границ продуктивного слоя алмазной россыпи частотно – временным анализом данных георадиолокации мерзлого горного массива // Горный информационно – аналитический бюллетень (научно – технический журнал). - 2009. - № 7. - С. 147 – 151.
13. Федорова Л. Л., Соколов К. О. Георадиолокация горных пород россыпных месторождений криолитозоны, перекрытого электропроводящим слоем // Горный информационно – аналитический бюллетень (научно – технический журнал). - 2011. - № 8. - С. 310 – 316.
14. Капустин В. В. Дополнительные возможности компьютерной обработки георадарных и сейсмических данных // Разведка и охрана недр. – 2005. - № 12. – С. 26 – 30.
15. Капустин В. В., Строчков Ю. А. Некоторые особенности обработки георадарных данных при исследовании строительных конструкций // Разведка и охрана недр. – 2008. - № 1. – С. 22 – 25.
16. Хохулин С. А. Вейвлет- преобразование в задачах подповерхностного зондирования // Информационные технологии в авиации и космической технике - 2008: тез. докл. все- рос. конф. мол. ученых и студентов, 21 - 24 апр. 2008. - М.: МАИ-ПРИНТ, 2008. - С. 84.
17. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам: Пер. с англ. – Ижевск.: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика». - 2001. – 464 с.

18. Дремин И. Л., Иванов О. В., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. – 2001. – Т. 171. - № 5. – С. 465 – 501.
19. Huang N. E., Shen Z., Long S. R. et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non - stationary time series analysis // Proceedings of the Royal Society of London. – 1998. – V. A 454, P. 903 – 995.
20. Давыдов В. А., Давыдов А. В. Очистка геофизических данных от шумов с использованием преобразования Гильберта – Хуанга // Электронное научное издание «Актуальные научные исследования: наука и практика». – 2010. - № 1. www.actualresearch.ru/nn/2010_1/Article/geo/davydov.doc
21. Давыдов В. А., Давыдов А. В. Управление эмпирической модовой декомпозицией при анализе и обработке геофизических данных // Научно – технический вестник «Каротажник». – 2010. - № 5(194). – С. 98.
22. Wu Z., Huang N. E., Chen X. The multi-dimensional ensemble empirical mode decomposition method // Advances in Adaptive Data Analysis. – 2009. - V. 1. - № 3. – P. 339 – 372.
23. Bhuiyan S. M. A., Atton-Okine N. O., Barner K. E. et al. Bidimensional empirical mode decomposition using various interpolation techniques // Advances in Adaptive Data Analysis. – 2009. - V. 1. - № 2. – P. 309 – 338.
24. Sinclair S., Pegram G. G. S. Empirical mode decomposition in 2-D space and time: a tool for space – time rainfall analysis and nowcasting // Hydrology and Earth System Sciences Discussions. – 2005. – V. 2. – P. 289 – 318.
25. Голяндина Н. Э. Метод «Гусеница» - SSA: анализ временных рядов: Учеб. пособие. – СПб: СПбГУ, 2004 г. - 76 с.
26. Голяндина Н. Э. Метод «Гусеница» - SSA: прогноз временных рядов: Учеб. пособие. – СПб: СПбГУ, 2004 г. - 52 с.
27. Лабунец Л. В., Лабунец Н. Л., Чижев М. Ю. Рекуррентные статистики нестационарных временных рядов // Радиотехника и электроника. – 2011, т. 56, - № 12. – С. 1468 – 1489.
28. Yinan Yu. Development of Signal Processing Algorithms for Ultra-wide Band Radar System using UWM CMOS Chip. Report № EX008/2011. – Sweden: Chalmers University, 2011.
29. Голяндина Н. Э., Некруткин В. В., Степанов Д. В. Варианты метода «Гусеница» - SSA для анализа многомерных временных рядов // Труды II Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO' 03, Москва, 29 - 31 января 2003. М.: Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН. 2003. С. 2139 - 2168.
30. Голяндина Н. Э., Усевич К. Д. Метод 2D – SSA для анализа двумерных полей // Труды VII Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO' 08. Москва, 28 – 31 января 2008. М.: Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН. 2008. С. 1657 - 1727.