

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольцман Ф.М. Статистические модели интерпретации. – М.: Наука, 1971. – 328 с.
2. Троян В.Н. Статистические методы обработки сейсмической информации при исследовании сложных сред. – М.: Недра, 1982. – 184 с.
3. Тихонов А.Н. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
4. Shanks J.L., Treitel S., Frasier C.W. Some aspects of fan filtering // Geophysics. – 1967. – V. 32. – № 5. – P. 789–800.
5. Нахамкин С.А. О веерной фильтрации // Известия АН СССР. Физика Земли. – 1969. – № 11. – С. 24–35.
6. Кондратьев И.К. К теории веерной фильтрации // Прикладная геофизика. – М.: Недра, 1971. – Вып. 64. – С. 24–39.
7. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Советское радио, 1974. – 360 с.
8. Бакут П.А., Большаков И.А. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. – М.: Мир, 1989. – 448 с.
9. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
10. Степанов Д.Ю., Яппарова Е.А. Новый подход к реализации направленных фильтров при анализе сложных волновых полей // Технологии сейсморазведки. – 2005. – № 1. – С. 32–37.
11. Иванченков В.П., Степанов Д.Ю. Детализация сложных волновых полей методом оптической перестраиваемой узкополосной фильтрации по кажущейся скорости // Оптический журнал. – 1996. – № 10. – С. 67–72.
12. Яновский А.К. Использование функций взаимной корреляции сейсмических трасс для увязки сейсмических колебаний // Дискретная корреляция сейсмических волн / Под ред. Н.Н. Пузырева. – Новосибирск: Наука, 1971. – С. 50–72.
13. Сейсморазведка. Справочник геофизика / Под ред. И.И. Гурвича, В.П. Номоконова. – М.: Недра, 1990. – Т. 1. – 335 с.

Поступила 17.04.2008 г.

## Ключевые слова:

Веерная фильтрация, сейсмические волновые поля, спектральный анализ.

УДК 550.053:510.2+550.053:681.3(571.16)

## АДАПТИВНЫЕ ФАЗОЧАСТОТНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В.П. Иванченков, Е.Г. Колесникова, А.А. Козлов

Томский политехнический университет  
E-mail: onv@am.tpu.ru

*Рассматриваются вопросы оценки временного положения сейсмических сигналов, регистрируемых в различных точках приема, в условиях существенной априорной неопределенности. Решаются задачи синтеза адаптивных фазочастотных алгоритмов, и приводятся результаты исследования их эффективности. Показывается высокая помехоустойчивость и разрешающая способность предложенных методов и возможность их применения в сложных сейсмогеологических условиях, когда не имеется полной априорной информации о свойствах выделяемых сигналов и помех.*

При обработке пространственно-временных сигналов, регистрируемых при сейсмических исследованиях, часто требуется определять их местоположение в различных точках приема. При этом приходится решать задачу в условиях существенной априорной неопределенности, когда не имеется достаточно полной информации о форме выделяемых сигналов и их спектрах. В [1, 2] рассмотрены фазочастотные алгоритмы оценки местоположения пространственно-временных сигналов, когда используется только информация о свойствах их фазочастотных характеристик (ФЧХ). В данной статье решаются задачи синтеза адаптивных фазочастотных алгоритмов, когда информация о свойствах ФЧХ сигналов отсутствует, и приводятся результаты исследования их эффективности.

Будем считать, что наблюдаемое в различных точках приема волновое поле может быть представлено моделью:

$$X(t, k) = Z(t, k) + n(t, k), \quad (1)$$

где  $Z(t, k) = \sum A_i S_i(t - \tau_i - \Delta t_i(k))$  – сигнальная часть, включающая полезные и мешающие сигналы в  $k$ -ой точке приема,  $n(t, k)$  – гауссова помеха;  $A_i$ ,  $S_i(t)$

– соответственно амплитуда и форма  $i$ -ого сигнала;  $\tau_i$  – время прихода  $i$ -ой волны в точку  $k=0$ ;  $\Delta t_i$  – приращение времени.

Предварительно отметим, основные особенности оптимального фазочастотного алгоритма оценки временного положения, считая, что выделяемый и мешающий сигналы не интерферируют между собой, а процессы, наблюдаемые в различных точках приема, являются независимыми [1]. В этом случае задача оценки местоположения может быть приведена к последовательному анализу процессов вида:

$$X(t) = S(t, \tau) + n(t), \quad (2)$$

и определению времени прихода  $\tau$  в каждую точку приема. При этом оптимальной обработке подвергается лишь ФЧХ  $\varphi_x(f)$  процесса (2), причем значения ФЧХ в наблюдаемой выборке считаются некоррелированными. Процедура определения оптимальной оценки  $\hat{\tau}$  может быть найдена из решения уравнения правдоподобия:

$$\left. \frac{\partial}{\partial \tau} \ln L(\varphi_x(f)) \right|_{\tau = \hat{\tau}_{\text{opt}}} = 0. \quad (3)$$

Для случая сильного сигнала ( $\varepsilon(f_j) \gg 1$ ;  $j = \overline{1, m}$ ;  $\varepsilon(f_j) = A_s(f_j) / \sigma(f)$ ) – отношение сигнала к шуму на частоте  $f_j$ ) оптимальная оценка времени прихода сигнала в каждую точку приема определяется [2]:

$$\hat{\tau}_{omn} = \frac{\int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f \Delta \varphi_x(f) df}{\int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f^2 df}, \quad (4)$$

где  $\Delta \varphi_x = \varphi_x(f) - \varphi_s(f)$  – отклонение ФЧХ смеси сигнала и шума от ФЧХ  $\varphi_s(f)$  сигнала.

При этом дисперсия оценки (4) может быть найдена

$$D[\hat{\tau}_{omn}] = \left[ \int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f^2 df \right]^{-1}. \quad (5)$$

Для случая слабого сигнала выражение, описывающее оптимальную обработку, в явном виде получить не удастся. В этом случае оценку  $\hat{\tau}$  можно найти путем поиска максимума функции правдоподобия:

$$\ln L(\tau) = \sum_{j=1}^m \varepsilon(f_j) \cos[\Delta \varphi_x(f_j) - 2\pi f_j \tau]. \quad (6)$$

Показано, что процедура оценки  $\hat{\tau}$ , синтезированная для случая слабых сигналов, оказывается оптимальной и для случая сильных сигналов [1]. При обработке сейсмической информации, получаемой при взрывных источниках возбуждений упругих колебаний, обычно отсутствует информация о ФЧХ выделяемых сигналов. В этом случае могут быть реализованы адаптивные фазочастотные процедуры на основе отмеченных выше оптимальных процедур, в которых вместо истинного значения ФЧХ сигнала используются их оценки, определяемые по обучающим выборкам. При этом наиболее простой способ заключается в непосредственном определении оценок фазового спектра  $\hat{\varphi}_s(f)$  сигнала, выделяемого на одной реализации, используемой при обучении. Второй способ заключается сначала в оценке неизвестной формы сигнала путем синфазного суммирования ряда реализаций процессов зарегистрированных в близких точках приема, на которых выделяется сигнал. Далее по найденной оценке формы сигнала определяется оценка его фазового спектра, которая используется при синтезе адаптивного алгоритма.

В соответствии (4) в случае сильного сигнала для адаптивного метода оценка временного положения сигнала определяется:

$$\hat{\tau} = \frac{\int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f [\varphi_x(f) - \hat{\varphi}_s(f)] df}{\int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f^2 df}. \quad (7)$$

Учитывая сделанные выше предпосылки, дисперсию оценки (7) можно представить в виде:

$$D[\hat{\tau}] = D[\hat{\tau}_{omn}] + \frac{1}{\left( \int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f^2 df \right)^2} \int_{\Omega} \varepsilon^4(f) f^2 (D[\hat{\varphi}_s(f)]) df. \quad (8)$$

В отмеченном выше первом способе, ФЧХ сигнала оценивается по одной реализации, представляющей аддитивную смесь сигнала и шума. Тогда, согласно [4]  $D[\hat{\varphi}_s(f)]$  запишется в виде  $D[\hat{\varphi}_s(f)] = 1/\varepsilon_1^2(f)$ , где  $\varepsilon_1^2(f)$  – определяет отношение сигнала к шуму для выборки процесса, используемой при обучении. При этом выражение (8) примет вид:

$$D[\hat{\tau}] = D[\hat{\tau}_{omn}] + \frac{1}{\left( \int_{\Omega} \varepsilon^2(f) f^2 df \right)^2} \int_{\Omega} \frac{f^2 \varepsilon^4(f)}{\varepsilon_1^2(f)} df. \quad (9)$$

Очевидно, при  $\varepsilon(f) = \varepsilon_1(f)$ , то  $D[\hat{\tau}] = 2D[\hat{\tau}_{omn}]$ , т. е. случайная составляющая погрешности оценки временного положения сигнала при адаптивном методе увеличивается в 2 раза по сравнению с оптимальным фазочастотным методом. При втором способе оценки формы и ФЧХ сигнала могут быть определены:

$$\begin{aligned} \hat{S}(t) &= \frac{1}{N'} \sum_{i=1}^{N'} x_i(t - \tau_i), \\ \hat{\varphi}_s(\omega) &= \arg F\{\hat{S}(t)\}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $x_i(t) = S(t - \tau_i) + n(t)$  – определяет реализации процесса, зарегистрированных в  $N'$  точках приема;  $F$  – оператор прямого преобразования Фурье.

Если принять, что процессы  $x_i(t)$  в различных точках приема независимы и  $\varepsilon_i(f) = \varepsilon_1(f)$ , то дисперсия оценки временного положения сигнала при адаптивной обработке составит:

$$D[\hat{\tau}] = D[\hat{\tau}_{omn}] + \frac{D[\hat{\tau}_{omn}]}{N'}. \quad (11)$$

Очевидно, второй способ оценивания ФЧХ сигнала оказывается более предпочтительным, чем первый. Однако при его реализации требуется проводить синфазное суммирование сигнала, выделяемого в различных точках приема, т. е. не допускать значительного разброса времени  $\tau_i$  при суммировании.

Как следует из (11), при числе суммируемых каналов  $N' \geq 8$ , адаптивный метод обеспечивает практически одинаковую точность получаемых оценок, что оптимальный фазочастотный метод.

Как отмечалось выше, при слабом сигнале, в случае некоррелированных отсчетов ФЧХ, оптимальная процедура оценки временного положения сигнала, которая является оптимальной и для сильных сигналов, определяется ур. (6). При адаптивной обработке функция качества (критерий оценки временного положения) запишется в следующей форме:

$$L_1(\tau) = \sum_{j=1}^m \varepsilon(f_j) \cos([\varphi_x(f_j) - \hat{\varphi}_s(f_j)] - 2\pi f_j \tau). \quad (12)$$

Как и в случае оптимального фазочастотного метода адаптивная процедура оценивания временного положения сигнала сводится к поиску наибольшего значения  $L_1(\tau)$  для всех  $\tau$  [5].

Как видно из соотношений (4), (6), (7), (12) для реализации как оптимальных, так и адаптивных фазочастотных алгоритмов требуется иметь информацию о распределении соотношения сигнал/по-

межа по частотам. В ряде случаев такая информация отсутствует. В этой ситуации один из возможных путей решения задачи заключается в построении фазочастотных алгоритмов, в которых функция  $\varepsilon(f)$  в (12) заменяется на другие, специально подобранные весовые функции. Такого типа алгоритмы получили название адаптивных алгоритмов с равновесной или неравновесной обработкой.

В случае адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой обобщенная функция качества представляется в следующей форме:

$$L_2(\tau) = \sum_{j=1}^m W(f_j) \cos[\varphi_x(f_j) - \hat{\varphi}_s(f_j) - 2\pi f_j \tau], \quad (13)$$

где  $W(f)$  – частотная весовая функция, вид которой зависит от реализуемого адаптивного фазочастотного алгоритма.

Для равновесного алгоритма весовая функция принимается равной 1 во всей полосе анализируемых частот:

$$W_p(f) = \text{rect}\left[\frac{f - f_p}{\Omega}\right], \quad \text{rect}\left(\frac{f}{\Omega}\right) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{\Omega}{2} \\ 0, & |f| > \frac{\Omega}{2} \end{cases}$$

Для алгоритмов с неравновесной обработкой весовая функция задается треугольной или экспоненциальной формы.

Обобщенная структура адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой приведена на рис. 1. При этом адаптивные процедуры оценки временного положения сигнала сводятся к выполнению следующих основных операций:

1. Оценка фазового спектра сигнала на обучающей выборке;
2. Определение мгновенных ФЧХ в перемещающемся вдоль обрабатываемых реализаций (сейсмотрасс) окне анализа  $T_{\text{окн}}$  и нахождении отклонения:  $\Delta\varphi(f, \tau) = \varphi_x(f) - \hat{\varphi}_s(f) - 2\pi f \tau$ ;
3. Формировании  $L_2(\tau)$  в соответствии с (13) для заданной весовой функции и поиск  $\hat{\tau}$ , при котором функция качества достигает максимального значения.

Для оценки эффективности предложенных адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой было проведено их исследование на моделях сейсмических волновых полей. При этом решались следующие основные задачи:

- Провести исследования точности определения временного положения сигналов, наблюдаемых на фоне нерегулярных помех;
- Дать оценку разрешающей способности разработанных алгоритмов.

При решении первой задачи реализации процессов, наблюдаемых в различных точках приема, формировались на ПЭВМ в соответствии с (2). В качестве сигнала  $S(t)$  был выбран импульс с колокольной огибающей; часто используемый для описания отраженных сейсмических волн:

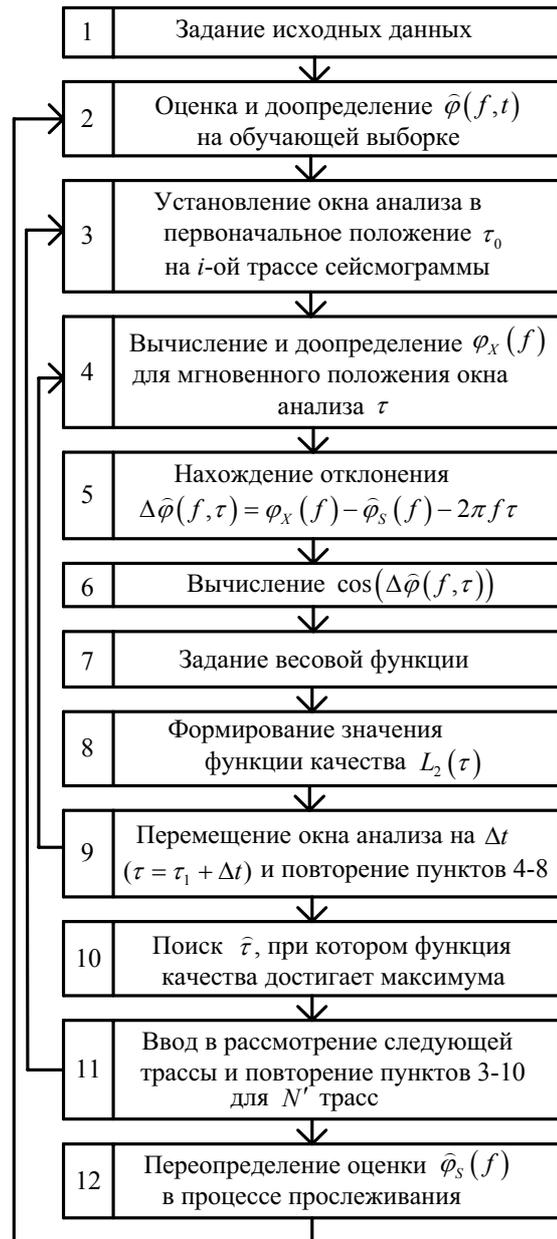
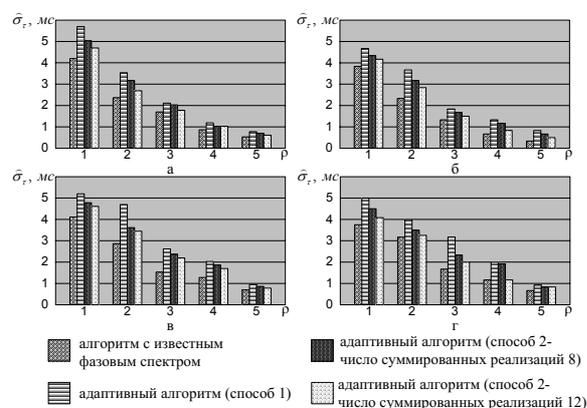


Рис. 1. Обобщенная структура адаптивных алгоритмов определения временного положения сейсмических сигналов по оценке ФЧХ

$$S_i(t) = A_0 e^{(-\beta^2(t-t_i)^2)} \cos(2\pi f_0(t-t_i) + \varphi_0), \quad (14)$$

где  $\beta$  – коэффициент, определяющий затухание импульса;  $f_0$  – основная частота;  $\varphi_0$  – начальная фаза. При исследовании адаптивных алгоритмов оценка фазового спектра сигнала на обучающих выборках осуществлялась двумя рассмотренными выше способами. Отношение сигнала к помехе задавалось в виде:  $\rho = A_0/\sigma_n$ , где  $\sigma_n$  – среднеквадратическое отклонение помехи  $n(t)$ . На рис. 2 в качестве примера приведены графики среднеквадратического отклонения оценки временного положения сигнала в зависимости от отношения сигнала к помехе для адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой:  $a, б$ , при  $\varphi_0=0$ ;  $в, г$ , при

$\varphi_0 = \pi/4$ . Для сравнения на этих графиках также показаны зависимости  $\sigma_{\tau} = f(\rho)$  для фазочастотных алгоритмов, в которых фазовый спектр считался известным.



**Рис. 2.** Среднеквадратическое отклонение  $\sigma_{\tau}$  оценки временного положения сигналов, для алгоритмов равновесной и неравновесной обработки с треугольной весовой функцией

Из приведенных графиков видно, что адаптивные алгоритмы при малых отношениях сигнала к шуму  $\rho \leq 2$  проигрывают по точности фазочастотным алгоритмам с известным фазовым спектром. Однако введение адаптивной обработки незначительно увеличивает погрешность, не требуя априорной информации о фазовом спектре выделяемого сигнала. Как следовало ожидать, адаптивные алгоритмы, в которых оценка ФЧХ сигнала осуществлялась первым способом, уступают по точности адаптивным алгоритмам, в которых оценка спектра проводится путем синфазного суммирования. Исследования также показали, что изменения  $\varphi_s(f)$  практически не ухудшают точности оценки временного положения сигналов по сравнению, когда  $\varphi_s(f)$  принималось равным нулю во всей полосе анализируемых частот.

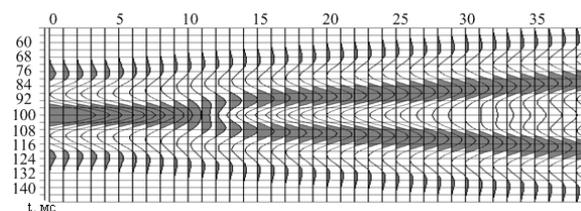
Таким образом, проведенные исследования показывают, что адаптивные алгоритмы с равновесной и неравновесной обработкой позволяют обеспечить сравнительно высокую помехоустойчивость при отсутствии сведений о фазовом спектре выделяемых сигналов, не требуя априорной информации о распределении отношения сигнала к шуму по частотам.

При синтезе рассмотренных выше алгоритмов, предполагалось, что полезные и мешающие сигналы в различных точках приема не интерферируют между собой. Поэтому при наличии интерференции сигналов важно также произвести оценку их разрешающей способности. Так, при поиске нефтяных и газовых месторождений, при решении задач детального расчленения тонкослоистых продуктивных толщ особое значение приобретает обеспечение повышенного разрешения выделяемых сейсмических сигналов. При исследовании разрешающей способности адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой

были сформированы численные модели волновых полей вида:

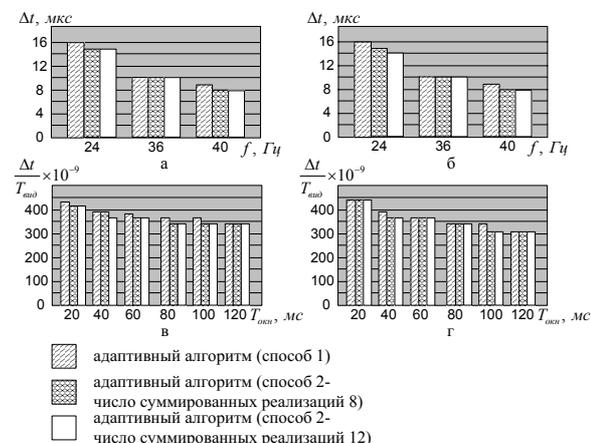
$$S_{\Sigma}^k = S_1 \left( t - t_0 + \frac{\Delta T_k}{2} \right) + S_2 \left( t - t_0 - \frac{\Delta T_k}{2} \right),$$

где  $k=1,40$  – номера каналов (точки приема);  $\Delta T_k: 0,001$ . Форма импульсов волны  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  задавалась одинаковой в виде (14). На рис. 3 в качестве примера показана модель волнового поля, которая использовалась при оценке разрешающей способности адаптивных алгоритмов с равновесной и неравновесной обработкой.



**Рис. 3.** Модель волнового поля

Проводился ряд экспериментов, в которых с помощью адаптивных алгоритмов осуществлялась оценка временного положения сигналов в различных точках приема, и находилось значение  $\Delta t$ , при котором сигналы отдельно уже не выделялись. Величина  $\Delta t$  характеризовала разрешающую способность исследуемого алгоритма. На рис. 4, а, б, представлены результаты исследования разрешающей способности адаптивных алгоритмов в зависимости от основной частоты  $f_0$  выделяемых сигналов. Из них видно, что большей разрешающей способностью обладают адаптивные алгоритмы, в которых оценка ФЧХ сигнала осуществляется путем синфазного суммирования. На рис. 4, в, г, показаны графики  $\Delta t / T_{вид} = f(T_{окн})$ , где  $T_{вид} = 1/f_0$  характеризует видимый период сигнала, а  $T_{окн}$  определяет размеры окна анализа, которые были заданы при оценке временного положения сигналов. Из рис. 4, в, г, следует, что при увеличении окна анализа, не превышающего длительности сигналов, повышается их разрешение.



**Рис. 4.** Оценка разрешающей способности адаптивных алгоритмов равновесной – а, в и неравновесной обработки с треугольной весовой функцией – б, г

Проведенные исследования показали, что применение разработанных адаптивных алгоритмов обеспечивают повышенную разрешающую способность предложенных методов, позволяющих достичь разрешение сигналов  $\Delta t \approx 0,3 T_{вид}$ . Следует отметить, что для широко используемых на практике алгоритмов, основанных на разновременном или

направленном суммировании сигналов, их разрешающая способность не превышает  $0,5 T_{вид}$  [6].

В настоящее время предложенные адаптивные алгоритмы включены в программно-алгоритмические комплексы «Геосейф» и «Геосейф-ВСП» [3] и используются для обработки сейсмических данных, получаемых при разведке нефтяных и газовых месторождений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванченков В.П., Кочегуров А.И. Определение временного положения сейсмических сигналов по оценкам их фазочастотных характеристик // Геология и геофизика. – 1988. – № 9. – С. 77–83.
2. Иванченков В.П., Кочегуров А.И. Фазочастотные алгоритмы оценки местоположения пространственно-временных сигналов в условиях априорной неопределенности // Известия вузов. Физика. – 1995. – Т. 37. – № 9. – С. 100–104.
3. Иванченков В.П., Вылегжанин О.Н., Кочегуров А.И. и др. Методы фазочастотного анализа волновых полей и их применение в задачах обработки данных сейсморазведки // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. – № 7. – С. 65–70.
4. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. – М.: Советское радио, 1968. – 468 с.
5. Колесникова Е.Г., Иванченков В.П. Адаптивные фазочастотные алгоритмы прослеживания сейсмических волн // Молодежь и современные информационные технологии: Труды IV Всеросс. научно-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 2006. – Т. 1. – С. 111–112.
6. Боганик Г.Н., Гурвич И.И. Сейсморазведка. – Тверь: Изд-во «АИС», 2006. – 744 с.

Поступила 14.04.2008 г.

#### Ключевые слова:

Фазочастотная характеристика, функция качества, разрешающая способность, помехоустойчивость, адаптивный фазочастотный алгоритм.

УДК 378(075.8)

## ТЕХНОЛОГИИ ВЕКТОРНЫХ ИДЕНТИФИКАЦИОННЫХ ШКАЛ В МЕТОДОЛОГИИ РАСПОЗНАВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ

К.Т. Кошеков

Северо-Казахстанский государственный университет им. М. Козыбаева, г. Петропавловск  
E-mail: kkoshekov@mail.ru

*Рассмотрены применения векторных идентификационных шкал для решения задачи распознавания сигналов. Описаны примеры, иллюстрирующие превосходство шкал, и их математические модели и способы организации. Представлены аналитические формы уравнений идентификационными параметрами сигналов, измеренных тестерами распределений мгновенных значений и временных интервалов.*

В работе [1] показано, что основными условиями, необходимыми для реализации технологии идентификационных измерений сигналов является наличие инструментов:

- измерения распределений мгновенных значений (РМЗ) и временных интервалов (РВИ);
- установления логических связей количественных оценок РМЗ и РВИ с качественным состоянием сигнала.

Оба условия объединяются в особой структуре (рис. 1), названной идентификационной шкалой и состоящей из тестеров идентификационных параметров (IdP-тестеры), базы данных (БД), а также логического анализатора.

Как следует из работы [2], наибольшие перспективы в решении задач классификации и распознавания сигналов имеют векторные идентифика-

ционные шкалы (ВИШ). В их основе заложены IdP-тестеры двух типов  $NF-NF$  и  $NF-K$  с математическими моделями:

$$NF = \left[ \frac{(\text{Размах сигнала})_N}{\text{СКО сигнала}} \right]^2 = \left[ \frac{\max\{x_i\} - \min\{x_j\}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - X)^2}} \right]^2,$$

$$K = \frac{|\Delta X(t)|}{|X(t)|}.$$

Параметр  $NF$ , называемый виртуальным объемом, трактует обработку значений  $\{X\}$  сигнала как преобразование количества информации объема  $N$  на входе системы распознавания в количество информации объема  $NF$  на выходе. Основным свойством  $NF$  – тестера является независимость его показаний от