

---

# РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

---

## РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ (05.12.14)

УДК 621.391:621.396

DOI: 10.24160/1993-6982-2019-5-142-149

### Реализация способа адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом приемном тракте и оценка его эффективности

Е.А. Милащенко, А.А. Язовский

Необходимость исследования возможностей амплитудной адаптивной нелинейной фильтрации помех вызвана наличием большого количества источников электромагнитного излучения как естественного, так и искусственного происхождения. Чаще всего помехи являются негауссовскими и могут существенно снижать эффективность обнаружения принимаемых сигналов в радиолокационных и телекоммуникационных системах. Теоретически, одним из эффективных способов борьбы с негауссовскими помехами может быть известный способ асимптотически оптимального амплитудного нелинейного подавления. Однако, он непригоден для широкого применения на практике, поскольку имеет ряд обязательных условий, которые в реальности обычно не могут быть выполнены. Для реализации оптимальной амплитудной характеристики нелинейного преобразователя требуется априорная информация о плотности распределения вероятности амплитуды мешающей помехи, которую в большинстве случаев невозможно получить. Также, условия наблюдения и помеховая обстановка изменяются с течением времени, следовательно, статистические характеристики принимаемых помех в большинстве реальных случаев определить невозможно. Кроме этого, в силу ограничения о малом отношении «сигнал/помеха» в случае отсутствия помехи, ожидаемой системой обнаружения, будет подавлен полезный сигнал, вследствие чего эффективность обнаружения устремится к нулю. Таким образом, указанный способ не является адаптивным.

В настоящее время поиск способов решения обозначенных проблем является актуальной задачей, чему и посвящена настоящая работа. Исследованы возможность реализации и эффективность предлагаемого способа амплитудного адаптивного нелинейного подавления помех в когерентном полосовом тракте приемника. Проведено сравнение по эффективности асимптотически оптимального нелинейного преобразования и предлагаемого адаптивного способа подавления помех на модели радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности. Показано, что предлагаемый адаптивный способ подавления помех практически не уступает в эффективности асимптотически оптимальному нелинейному преобразователю, обладая при этом отсутствием необходимости априорного знания распределения помехи и ограничения на малое отношение «сигнал/помеха».

*Ключевые слова:* морские помехи, нелинейная фильтрация, адаптивный фильтр, К-распределение, негауссовские помехи.

*Для цитирования:* Милащенко Е.А., Язовский А.А. Реализация способа адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом приемном тракте и оценка его эффективности // Вестник МЭИ. 2019. № 5. С. 142—149. DOI: 10.24160/1993-6982-2019-5-142-149.

### Implementing the Method for Adaptive Nonlinear Filtration of Non-Gaussian Clutter in a Coherent Receiver Band Path and Estimating Its Efficiency

E.A. Milashchenko, A.A. Yazovsky

The necessity of investigating the possibilities of amplitude adaptive nonlinear filtration of clutter is stemming from the existence of a large number of electromagnetic radiation sources of both natural and artificial origins. Most often, such clutter is of a non-Gaussian type and can significantly reduce the detection efficiency of received signals in radar and telecommunication systems. Theoretically, one of effective ways to deal with non-

Gaussian clutter can be the known method of asymptotically optimal amplitude nonlinear suppression. However, this method is not suitable for being widely used in practice, as it has a number of mandatory conditions that cannot normally be met in reality. To obtain the optimum amplitude characteristic of a nonlinear converter, it is necessary to have a priori information about the clutter amplitude probability density, which cannot be obtained in most cases. Also, the observation conditions and the clutter environment change with time; therefore, the statistical characteristics of the received clutter cannot be determined in the majority of real cases. In addition, in view of the limitation imposed on a small signal-to-clutter ratio, in the absence of clutter expected by the detection system, the useful signal will be suppressed, due to which the detection efficiency will tend to zero. Thus, such method is not an adaptive one.

At present, a search of methods for solving these problems is a topical issue, which is the subject of this article. The possibility of implementing the proposed method of amplitude adaptive nonlinear clutter suppression in the receiver's coherent bandpass path and the efficiency of this method are investigated. The efficiencies of the asymptotically optimal nonlinear conversion and of the proposed adaptive clutter suppression method are compared on a model of radar reflections from a wavy sea surface. It is shown that the proposed adaptive clutter suppression method is almost equal in efficiency to the asymptotically optimal nonlinear converter, but unlike the latter, it does not need a priori information about the clutter distribution and does not impose limitations on the small signal-to-clutter ratio.

*Key words:* sea clutter, nonlinear filtration, adaptive filter, K-distribution, non-Gaussian clutter.

*For citation:* Milashchenko E.A., Yazovsky A.A. Implementing the Method for Adaptive Nonlinear Filtration of Non-Gaussian Clutter in a Coherent Receiver Band Path and Estimating Its Efficiency. Bulletin of MPEI. 2019;5:142—149. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2019-5-142-149.

## Введение

Известно, что если процесс  $x(t)$  на входе приёмника представляет собой аддитивную смесь слабого сигнала и негауссовской помехи, то оптимальный приёмник содержит перед согласованным фильтром (СФ) или коррелятором полезного сигнала безынерционный нелинейный преобразователь (НП) (рис. 1) [1].

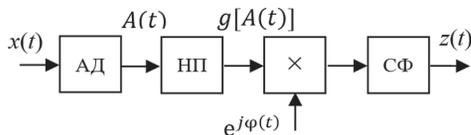


Рис. 1. Схема приемника с согласованным фильтром и безынерционным нелинейным преобразователем

Амплитудная характеристика  $f(x)$  такого НП должна быть согласована либо с плотностью вероятностей  $W(x)$  мгновенных значений самой помехи (для широкополосных сигнала и помехи при обработке в широкополосном тракте или после детектора), либо с плотностью вероятностей  $W(A)$  её огибающей (для узкополосных сигнала и помехи при обработке в полосовом тракте или до детектора).

Рассмотрим нелинейную обработку входного сигнала  $x(t)$  в полосовом тракте приемника.

В этом случае процесс  $x(t)$  на входе приёмника может быть представлен квазигармоническими колебаниями:

$$x(t) = A(t)\cos[\varphi(t)] = A(t)\cos[\omega_0 t - \theta(t)]$$

или

$$x(t) = X_C(t)\cos(\omega_0 t) + X_S(t)\sin(\omega_0 t),$$

где  $\omega_0$  — центральная частота спектра процесса  $x(t)$ ;  $A(t)$ ,  $\theta(t)$  — низкочастотные взаимно независимые процессы: огибающая и фаза процесса  $x(t)$ ;  $X_C(t) = A(t)\cos[\theta(t)]$ ,  $X_S(t) = A(t)\sin[\theta(t)]$  — низкочастотные квадратуры процесса  $x(t)$ , причём  $A(t) = \sqrt{X_C^2(t) + X_S^2(t)}$ .

Процесс на выходе нелинейного преобразователя

$$f[x(t)] = f\{A(t)\cos[\omega_0 t - \theta(t)]\}$$

имеет дискретный спектр, составляющие которого сосредоточены на частотах, кратных  $\omega_0$ .

Поскольку согласованный фильтр не пропускает гармоники выше первой, можно ограничиться анализом только первой гармоники процесса  $f[x(t)]$  на выходе нелинейного преобразователя [1]:

$$f[x(t)]_{\omega_0} = g[A(t)]\cos[\omega_0 t - \theta(t)] \quad (1)$$

или

$$f[x(t)]_{\omega_0} = Y_C(t)\cos(\omega_0 t) + Y_S(t)\sin(\omega_0 t),$$

где

$$g(A) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(A\cos\varphi)\cos\varphi d\varphi$$

— амплитудная характеристика (АХ) НП по первой гармонике;  $Y_C(t) = g[A(t)]\cos[\theta(t)]$ ,  $Y_S(t) = g[A(t)]\sin[\theta(t)]$  — квадратурные составляющие процесса  $f[x(t)]_{\omega_0}$ .

Согласно (1) нелинейный преобразователь (НП) в полосовом тракте приёмника можно реализовать двумя способами: обработкой на частоте  $\omega_0$  или в квадратурах.

На рисунке 2 представлена структурная схема нелинейной обработки на частоте  $\omega_0$ .

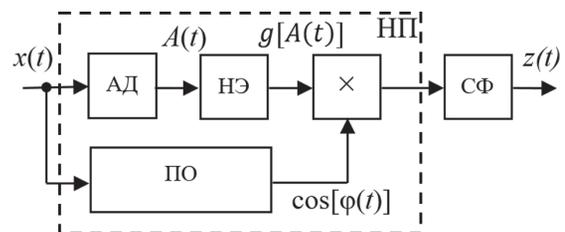


Рис. 2. Структурная схема нелинейной обработки на частоте  $\omega_0$ :

АД — амплитудный детектор, выделяющий огибающую  $A(t)$ ; НЭ — нелинейный элемент с амплитудной характеристикой  $g(A)$ ; ПО — полосовой ограничитель, представляющий собой последовательное соединение идеального ограничителя и полосового фильтра; × — умножитель; СФ — фильтр, согласованный с полезным сигналом

На рисунке 3 дана структурная схема нелинейной обработки в квадратурах, содержащая синхронный и квадратурный демодуляторы (первый и второй умножители; фазовращатель на  $\pi/2$ ); два фильтра низкой частоты (ФНЧ) для получения низкочастотных квадратурных составляющих  $X_c(t)$  и  $X_s(t)$  процесса  $x(t)$ ; преобразователь декартовых координат в полярные для получения огибающей  $A(t)$  и фазы  $\theta(t)$  процесса  $x(t)$ ; НЭ — нелинейный элемент с амплитудной характеристикой  $g(A)$ ; преобразователь полярных координат в декартовые низкочастотных квадратурных составляющих  $Y_c(t)$  и  $Y_s(t)$  процесса  $f[x(t)]_{\omega_0}$ ; синхронный и квадратурный модуляторы (третий и четвёртый умножители, фазовращатель на  $\pi/2$ , сумматор) для получения процесса  $f[x(t)]_{\omega_0}$ ; СФ — фильтр, согласованный с полезным сигналом.

По эффективности схемы рис. 2, 3 практически одинаковы, поэтому далее будем рассматривать реализацию нелинейной обработки на частоте  $\omega_0$  как более простую.

Эффективность обнаружения (выделения) слабого сигнала на фоне помехи с огибающей  $A$  в подобной схеме принято оценивать коэффициентом подавления помехи [1]:

$$\mu_n = \frac{P_x}{2} \frac{M \left\{ \frac{g(A)}{A} + \frac{d}{dA} g(A) \right\}^2}{M \{ g^2(A) \}}, \quad (2)$$

показывающим, во сколько раз меняется отношение «сигнал/помеха», когда перед обычной линейной согласованной обработкой в СФ применяется НП. Здесь  $M\{\dots\}$  — символ математического ожидания;  $P_x$  — мощность помехи.

Для достижения максимальной эффективности подавления помехи при приёме слабого сигнала АХ НЭ должна быть согласована с плотностью распределения вероятностей огибающей помехи  $W(A)$  [1]:

$$g(A) = c \frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A}, \quad c \neq 0. \quad (3)$$

При этом максимальный коэффициент подавления равен [1]:

$$\mu_{n0} = \frac{P_x}{2} M \left\{ \left[ \frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A} \right]^2 \right\}.$$

На сегодняшний день известно множество исследований [1 — 8], показывающих, что эффект от применения согласованной нелинейной обработки положителен ( $\mu_{n0} \geq 1$ ) и может быть значительным. Если нелинейная обработка не согласована с вероятностными характеристиками помехи, что возможно при отсутствии априорной информации о распределении помехи, отсутствии самой помехи, а также в изменяющейся во времени помеховой обстановке, то эффект от применения может быть отрицательным.

Это говорит об актуальности решения данной проблемы путём разработки адаптивной нелинейной обработки, способной эффективно существовать в изменяющихся условиях приёма, при любых отношении «сигнал/помеха» и распределении огибающей негауссовской помехи. Решению этой задачи и посвящена настоящая работа.

### Способ амплитудного адаптивного нелинейного подавления помех в когерентном полосовом тракте приемника

Учитывая тот факт, что для сигналов, слабых по сравнению с помехой, схема на рис. 2 является асимптотически оптимальной [1], сохраним ее структуру и зададимся поиском такой нелинейной обработки, которая решит поставленную задачу. Отметим, что в случае слабых сигналов найденная нелинейная обработка  $g(A)$  должна переходить в асимптотически оптимальную обработку, согласно (3). Очевидно, что нам нужен другой, отличный от (2), физически оправданный показатель эффективности подавления помехи без ограничений на слабый сигнал и априорно известное распределение значений помехи или её огибающей.

Предположим, что на интервале времени наблюдения  $T$  есть возможность зафиксировать энергию процесса на входе СФ при любой амплитудной характеристике нелинейного преобразования (см. рис. 2). Очевидно, что в этом случае наилучшей настройкой НП для выделения полезного сигнала будет такая, при которой энергия процесса на выходе СФ максимальна. Это эквивалентно максимуму отношения энергии

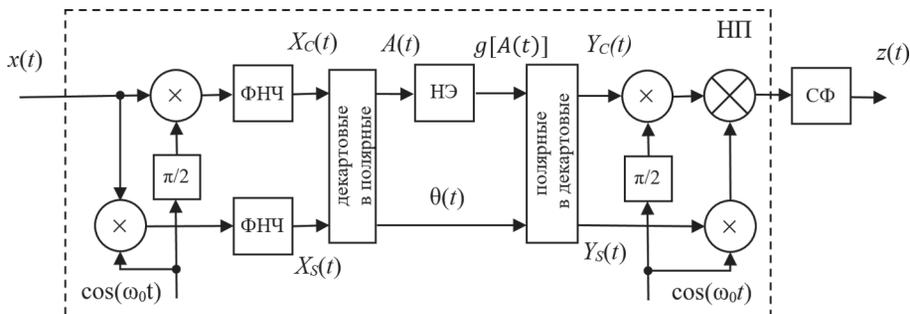


Рис. 3. Структурная схема нелинейной обработки в квадратурах

процесса на выходе СФ  $E_{\text{вых}}$  к энергии процесса на его входе  $E_{\text{вх}}$ :

$$K_E = E_{\text{вых}} / E_{\text{вх}}.$$

Для поиска НП представим его амплитудную характеристику весовой суммой:

$$g(A) = \sum_{k=0}^{m-1} h_k \vartheta_k(A),$$

где  $\vartheta_k(A)$  — система линейно-независимых базисных функций;  $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_{m-1})^T$  — вектор весовых коэффициентов.

С учётом данного представления часть схемы на рис. 2 преобразуется к эквивалентной схеме на рис. 4, в которой НП с АХ  $g(A)$  заменяется весовым сумматором и  $m$  параллельно соединёнными НЭ с АХ вида  $\vartheta_k(A)$ , где  $k = 0, 1, \dots, m - 1$ . В этой и последующих схемах полосовой ограничитель опущен для наглядности.

Энергия на входе СФ может быть определена из выражений:

$$E_{\text{вх}} = \int_0^T \{g[A(t)] \cos[\varphi(t)]\}^2 dt = \frac{1}{2} \int_0^T g^2[A(t)] dt,$$

где  $\cos[\varphi(t)]$  — высокочастотный (по сравнению с  $g[A(t)]$ ) процесс;

$$E_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T \vartheta_i[A(t)] \vartheta_j[A(t)] dt = \mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h},$$

где  $\mathbf{D}$  — симметрическая положительно определенная матрица, составленная из взаимных энергий процессов  $\vartheta_i[A(t)]$  и  $\vartheta_j[A(t)]$  с элементами

$$d_{ij} = \frac{1}{2} \int_0^T \vartheta_i[A(t)] \vartheta_j[A(t)] dt.$$

Учитывая линейный характер обработки в СФ, схему на рис. 4 можно преобразовать к эквивалентной схеме рис. 5, а энергию процесса на выходе СФ представить выражением:

$$E_{\text{вых}} = \int_0^T z^2(t) dt = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T y_i(t) y_j(t) dt = \mathbf{h}^T \mathbf{B} \mathbf{h},$$

где  $\mathbf{B}$  — симметрическая положительно определенная матрица с элементами

$$b_{ij} = \int_0^T y_i(t) y_j(t) dt.$$

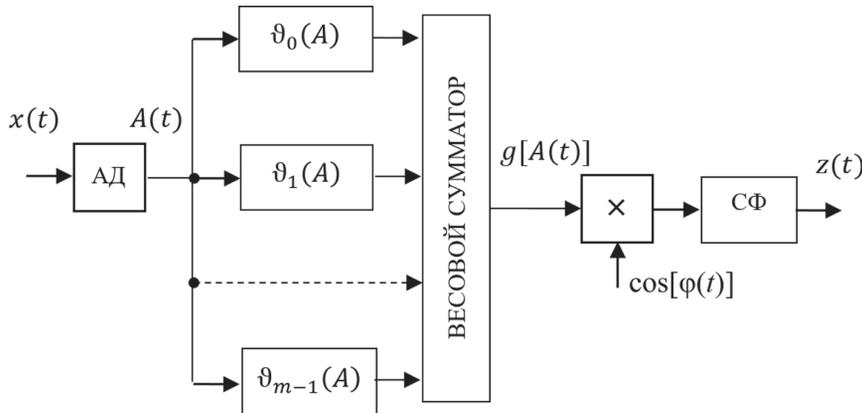


Рис. 4. Эквивалентная структурная схема нелинейной обработки в квадратурах

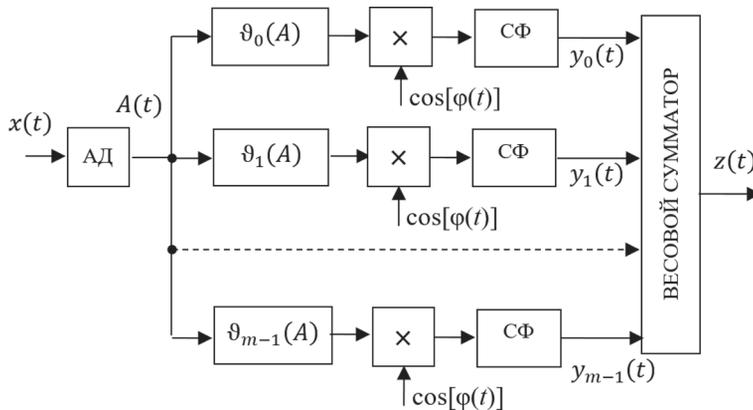


Рис. 5. Модифицированная структурная схема нелинейной обработки в квадратурах:

$y_k(t)$  — отклик СФ в  $k$ -м канале

Таким образом, адаптивный нелинейный преобразователь должен поддерживать максимальным показатель

$$K_E = \frac{E_{\text{вых}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{B} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h}},$$

что эквивалентно поиску максимума отношения Рэлея в «обобщённой» задаче о собственных значениях [9]. В частном случае, когда  $\vartheta_j[A(t)]$  и  $\vartheta_j[A(t)]$  ортонормированны, т. е. имеют единичную собственную энергию и нулевую взаимную энергию, матрица  $\mathbf{D}$  становится единичной, и задача поиска оптимального вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{h}_{\text{opt}}$  сводится к решению более простой задачи поиска максимума частного Рэлея в «классической» задаче о собственных значениях [9]:

$$K_E = \frac{E_{\text{вых}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{B} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} \leq \lambda_{\text{max}}. \quad (4)$$

При этом максимум (4) достигается, когда вектор весовых коэффициентов  $\mathbf{h}_{\text{opt}}$  становится главным собственным вектором матрицы  $\mathbf{B}$ , который соответствует её максимальному собственному значению  $\lambda_{\text{max}}$  и является решением уравнения

$$\mathbf{B} \mathbf{h}_{\text{opt}} = \lambda_{\text{max}} \mathbf{h}_{\text{opt}}$$

Получить ортонормированные процессы на выходах канальных НЭ можно из любых линейно-независимых процессов, например, путём ортогонализации Грама-Шмидта [9].

На рисунке 6 дан адаптивный вариант нелинейной обработки на огибающей. В отличие от схемы на рис. 4 она содержит дополнительно блок ортогонализации и нормирования, реализующий процедуру Грама-Шмидта, а также блок оценки матрицы взаимных энергий откликов канальных СФ с вычислением вектора весового суммирования, равного главному собственному вектору этой матрицы.

**Модель помехи.** Покажем эффективность предлагаемого метода подавления помех на примере.

Пусть помеха представляет собой аддитивную смесь случайного процесса с  $K$ -распределением огибающей и внутреннего шума приемника (отсчеты помехи — независимые случайные величины, фаза равновероятна на интервале  $[0, 2\pi]$ ). Подобная модель часто используется при описании радиолокационных отражений от морской поверхности. Плотность вероятности её огибающей  $A$  определяется выражением [10]:

$$W(A) = \frac{2Ab^v}{\Gamma(v)} \int_0^\infty \frac{x^{v-1} \exp(-bx)}{x + P_{\text{ш}}} \exp\left(-\frac{A^2}{x + P_{\text{ш}}}\right) dx, \quad (5)$$

где  $\Gamma(v)$  — гамма функция;  $P_{\text{ш}}$  — мощность внутреннего гауссовского шума приемника;  $b$  — параметр «шкалы», имеющий размерность, обратную мощности;  $v$  — определяется условиями наблюдения и параметрами локатора [11]. Вид распределения зависит от отношения «помеха/шум»  $\alpha = v/bP_{\text{ш}}$  [10]. В частности, при  $\alpha = 0$  — это распределение Рэлея.

**Методика оценки эффективности.** Расчеты проводили в среде MathCAD для распределения огибающей помехи (5) с параметрами  $b = 0,5$ ;  $v = 0,5$ . Рассматривали случаи отношения «помеха/шум»  $\alpha = 0, 10, 20, 30, 40$  дБ. Для каждого случая  $\alpha$  путем математического моделирования строили характеристики обнаружения одиночного радиоимпульса для предлагаемого адаптивного способа подавления помех (базисные функции — члены степенного полинома порядка 0, 1, 2), а также обычного линейного согласованного фильтра. Вероятность ложной тревоги равна 0,01. Для определения одного значения вероятности правильного обнаружения использовали 1000 реализаций аддитивной смеси «сигнал + помеха + шум». Для ортогонализации базисных векторов взят метод Грама-Шмидта [9]. Максимальное собственное значение матрицы  $\mathbf{B}$ , а также соответствующий ему собственный вектор  $\mathbf{h}$  вычисляли с помо-

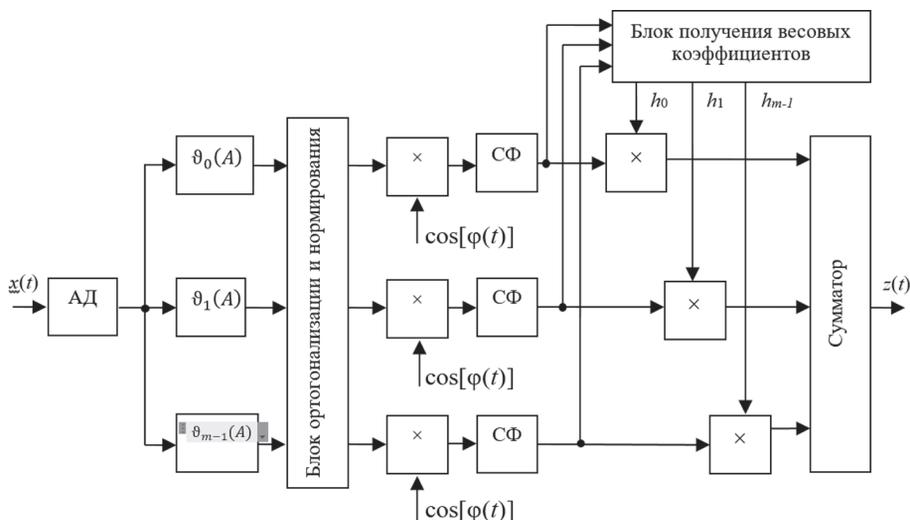


Рис. 6. Адаптивный вариант нелинейной обработки на огибающей

щью встроенных в среду MathCAD функций. Путем сравнения полученных характеристик обнаружения по уровню вероятности правильного обнаружения 0,9 определяли достигаемый выигрыш  $\mu$  для предлагаемого способа подавления относительно обычной линейной обработки согласованным фильтром. В аналогичных условиях по методике [3, 12] путем математического моделирования находили характеристики обнаружения для асимптотически оптимальной нелинейной обработки и ее выигрыш относительно обычной линейной обработки согласованным фильтром.

**Результаты исследования.** Для оценки эффективности предлагаемого способа адаптивного нелинейного подавления помех проведено математическое моделирование его работы при распределении вероятностей огибающей помехи (5).

В таблице 1 приведены характеристики обнаружения для предлагаемого адаптивного способа подавления помех (НФ) и обычной линейной обработки согласованным фильтром (СФ), достигаемый выигрыш  $\mu$ , при отношении «помеха/шум»  $\alpha = 0, 10, 20, 30, 40$  дБ (параметры помехи:  $\nu = 0,5$ ;  $b = 0,5$ ; базисные функции —  $v_k(x) = x^k$ , где  $k = 0, 1, 2$ ).

Выигрыш  $\mu$  определяли по характеристикам обнаружения для уровня вероятности правильного обнаружения  $P_{\text{по}} = 0,9$  путем сопоставления соответствующих значений отношений  $P_c/(P_n + P_{\text{ш}})$ .

Из данных табл. 1 следует, что выигрыш для предлагаемого способа адаптивного подавления помех относительно обычной линейной обработки согласованным фильтром по уровню вероятности правильного обнаружения  $P_{\text{по}} = 0,9$  может составлять значительно больше 1, а предлагаемый способ подавления помех сохраняет свою эффективность при больших отно-

шениях «сигнал/помеха» в отличие от классической асимптотически оптимальной нелинейной обработки, как показано в табл. 2.

В табл. 2 даны характеристики обнаружения для асимптотически оптимальной (АО) нелинейной и обычной линейной обработок согласованным фильтром, достигаемый выигрыш  $\mu_n$ , при отношениях «помеха/шум»  $\alpha = 0, 10, 20, 30, 40$  дБ (параметры помехи:  $\nu = 0,5$ ;  $b = 0,5$ ; базисные функции —  $v_k(x) = x^k$ , где  $k = 0, 1, 2$ ).

Сравнивая табл. 1 и 2, можно сделать вывод, что предлагаемый адаптивный способ подавления помех почти не уступает по эффективности классической асимптотически оптимальной обработке (потери 1...3 дБ) для слабых сигналов. Однако, как следует из табл. 2, асимптотически оптимальная нелинейная обработка может значительно ухудшать вероятность правильного обнаружения, когда сигнал и помеха соизмеримы по уровню мощности. При этом предлагаемый способ обработки сохраняет свою эффективность при любом отношении «сигнал/помеха + шум».

### Заключение

Предложен метод построения адаптивной нелинейной обработки, выгодно отличающийся от известных тем, что не использует априорную информацию о законе распределения огибающей помехи и эффективно работает при любом отношении «сигнал/помеха» на входе, как малом, так и большом. В его основе лежит представление нелинейной обработки в виде весовой суммы откликов отдельных нелинейных преобразователей, амплитудные характеристики которых образуют систему ортонормированных функций, а также оптимизация весовой суммы откликов с целью максималь-

Таблица 1

**Характеристики обнаружения для адаптивного способа подавления помех и обычной линейной обработки согласованным фильтром**

$\alpha$ , дБ		$P_c/(P_n + P_{\text{ш}})$ , дБ											$\mu$ , дБ
		-40	-38	-36	-34	-32	-30	-28	-26	-24	-22	-20...7	
		$P_{\text{по}}$											
0	НФ	0,016	0,014	0,013	0,022	0,05	0,109	0,255	0,524	0,849	0,977	1	0
	СФ	0,013	0,015	0,02	0,04	0,078	0,017	0,331	0,633	0,907	0,989	1	
10	НФ	0,013	0,021	0,036	0,068	0,148	0,348	0,686	0,932	0,986	1	1	2,5
	СФ	0,011	0,014	0,02	0,031	0,062	0,128	0,261	0,553	0,904	0,994	1	
20	НФ	0,045	0,041	0,13	0,313	0,635	0,895	0,995	1	1	1	1	7,5
	СФ	0,012	0,017	0,027	0,04	0,081	0,137	0,252	0,526	0,828	0,991	1	
30	НФ	0,123	0,249	0,505	0,801	0,969	0,998	1	1	1	1	1	10
	СФ	0,013	0,014	0,014	0,026	0,054	0,09	0,26	0,529	0,839	0,983	1	
40	НФ	0,156	0,36	0,631	0,852	0,983	1	1	1	1	1	1	10,5
	СФ	0,013	0,021	0,026	0,046	0,067	0,158	0,347	0,663	0,916	0,991	1	

Примечание:  $P_{\text{по}}$  — вероятность правильного обнаружения;  $P_c, P_n, P_{\text{ш}}$  — мощности полезного сигнала, помехи, внутреннего гауссовского шума приемника.

Таблица 2

Характеристики обнаружения для асимптотически оптимальной нелинейной и обычной линейной обработок согласованным фильтром

$\alpha$ , дБ		$P_c/(P_n + P_m)$ , дБ											$\mu_n$ , дБ	
		-40	-38	-36	-34	-32	-30	-28	-26	-24	-22	-20		-10
		$P_{no}$												
0	АО	0,016	0,021	0,019	0,036	0,099	0,195	0,381	0,677	0,913	0,996	1	1	
	СФ	0,011	0,014	0,012	0,031	0,078	0,146	0,316	0,592	0,875	0,993	1	1	
10	АО	0,021	0,033	0,055	0,098	0,229	0,461	0,769	0,961	1	1	1	1	
	СФ	0,015	0,018	0,016	0,036	0,055	0,126	0,295	0,569	0,887	0,994	1	1	
20	АО	0,054	0,13	0,283	0,536	0,869	0,988	1	1	1	1	1	1	
	СФ	0,011	0,018	0,033	0,04	0,0195	0,174	0,37	0,663	0,916	0,996	1	1	
30	АО	0,179	0,428	0,704	0,933	0,994	1	1	1	1	1	1	1	
	СФ	0,021	0,024	0,03	0,046	0,079	0,157	0,347	0,629	0,901	0,996	1	1	
40	АО	0,351	0,578	0,813	0,965	0,995	1	1	1	1	1	1	1	
	СФ	0,015	0,017	0,03	0,046	0,065	0,133	0,309	0,555	0,857	0,986	1	1	
$\alpha$ , дБ		$P_c/(P_n + P_m)$ , дБ											$\mu_n$ , дБ	
		-5	-4	-3	-2,5	-2	-1	0	1	3	5	7		
		$P_{no}$												
0	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
10	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
20	АО	1	1	1	1	1	1	1	0,928	0,28	1	1	1	
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
30	АО	1	1	0	0	0	0	0,87	1	1	1	1	1	
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
40	АО	0,511	0	0	0,109	0,962	1	1	1	1	1	1	1	
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	

ной передачи энергии полезного сигнала через согласованный фильтр.

Рассмотрена реализация предлагаемого метода подавления помех в полосовом когерентном тракте приемника. Расчётным путём для асимптотически оптимальной нелинейной обработки и методом математического моделирования для предлагаемой нелинейной обработки получены результаты оценки эффективности подавления помех на примере модели радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности, учитывающей тепловой шум приемника.

### Литература

1. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984.
2. Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигнала. М.: Радиотехника, 2013.
3. Милащенко Е.А., Язовский А.А. Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерент-

Показано, что предлагаемый метод построения адаптивной нелинейной обработки сохраняет свою высокую эффективность в широком диапазоне изменения параметров помехи и уровня полезного сигнала. Для слабых сигналов предлагаемая обработка почти не уступает по эффективности асимптотически оптимальной (потери 1...3 дБ).

Полученные результаты могут служить основой построения адаптивных нелинейных устройств подавления радиолокационных помех в когерентном полосовом тракте приемника.

### References

1. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. Teoriya Obnaruzheniya Signalov. M.: Radio i svyaz', 1984. (in Russian).
2. Valeev V.G. Nelineynaya Obrabotka Signala. M.: Radiotekhnika, 2013. (in Russian).
3. Milashchenko E.A., Yazovskiy A.A. Amplitudnoe Podavlenie Negaussovskikh Morskikh Pomekh v Koge-

ном полосовом тракте приемника // Известия вузов России. Серия «Радиоэлектроника». 2016. № 1. С. 14—16.

4. **Фомин А.Ф.** Анализ методов подавления негауссовских помех // Мир транспорта. 2012. Т. 10. № 3. С. 24—29.

5. **Фомин А.Ф.** Асимптотически оптимальные алгоритмы и потенциальная помехоустойчивость стохастических динамических систем при воздействии помех с произвольным известным законом распределения // Наука и техника транспорта. 2014. № 2. С. 48—53.

6. **Данилов В.А., Данилов А.В.** Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских узкополосных помех // Известия вузов России. Серия «Радиоэлектроника». 2013. № 3. С. 15—23.

7. **Пат. № 2352063 РФ.** Способ подавления помех и устройство для его осуществления / М.Ю. Арянцев, В.Г. Валеев // Бюл. изобрет. 2009. № 10.

8. **Пат. № 178030 РФ.** Устройство подавления узкополосных помех / А.А. Язовский, Е.А. Милащенко, И.Н. Щепочкин, Ю.А. Щепочкина // Бюл. изобрет. 2018. № 9.

9. **Корн Г.А., Корн Т.М.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1978.

10. **Ward K., Tough R., Watts S.** Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. Croydon: CPI Group Ltd, 2013.

11. **Antipov I.** Simulation of Sea Clutter Returns. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998.

12. **Валеев В.Г., Язовский А.А.** Адаптивные нелинейные преобразователи для подавления негауссовских помех // Известия вузов России. Серия «Радиоэлектроника». 1987. № 8. С. 62—64.

rentnom Polosovom Trakte Priemnika. Izvestiya Vuzov Rossii. Seriya «Radioelektronika». 2016;1:14—16. (in Russian).

4. **Fomin A.F.** Analiz Metodov Podavleniya Negaussovskikh Pomekh. Mir transporta. 2012;10;3:24—29. (in Russian).

5. **Fomin A.F.** Asimptoticheski Optimal'nye Algoritmy i Potentsial'naya Pomekhoustoychivost' Stokhasticheskikh Dinamicheskikh Sistem pri Vozdeystvii Pomekh s Proizvol'nym Izvestnym Zakonom Raspredeleniya. Nauka i Tekhnika Transporta. 2014;2:48—53. (in Russian).

6. **Danilov V.A., Danilov A.V.** Optimal'noe Obnaruzhenie Signalov na Fone Negaussovskikh Uzkopolosnykh Pomekh. Izvestiya Vuzov Rossii. Seriya «Radioelektronika». 2013;3:15—23. (in Russian).

7. **Pat. № 2352063 RF.** Sposob Podavleniya Pomekh i Ustroystvo dlya Ego Osushchestvleniya. M.Yu. Aryantsev, V.G. Valeev. Byul izobret. 2009. № 10. (in Russian).

8. **Pat. № 178030 RF.** Ustroystvo Podavleniya Uzkopolosnykh Pomekh. A.A. Yazovskiy, E.A. Milashchenko, I.N. Shchepochkin, Yu.A. Shchepochkina. Byul. izobret. 2018. № 9. (in Russian).

9. **Korn G.A., Korn T.M.** Spravochnik po Matematike dlya Nauchnykh Rabotnikov i Inzhenerov. M.: Nauka, 1978. (in Russian).

10. **Ward K., Tough R., Watts S.** Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. Croydon: CPI Group Ltd, 2013.

11. **Antipov I.** Simulation of Sea Clutter Returns. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998.

12. **Valeev V.G., Yazovskiy A.A.** Adaptivnye Nelineynye Preobrazovateli dlya Podavleniya Negaussovskikh Pomekh. Izvestiya Vuzov Rossii. Seriya «Radioelektronika». 1987;8:62—64. (in Russian).

#### Сведения об авторах:

**Милащенко Егор Александрович** — инженер-конструктор, АО «ОКБ «Новатор» (АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»), Екатеринбург, e-mail: mea\_mail@mail.ru

**Язовский Александр Афонасьевич** — кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, e-mail: jazovsky@mail.ru

#### Information about author:

**Milashchenko Egor A.** — Design Engineer, JSC «OKB «Innovator» (JSC «Concern VKO «Almaz-Antey»), Ekaterinburg, e-mail: mea\_mail@mail.ru

**Yazovsky Aleksandr A.** — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Radio Electronics and Communications Dept., Ural Federal University named after the First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, e-mail: jazovsky@mail.ru

**Конфликт интересов:** авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

**Conflict of interests:** the authors declare no conflict of interest

**Статья поступила в редакцию:** 20.02.2018

**The article received to the editor:** 20.02.2018