

ЕТОД АДАПТИВНОГО НЕЛИНЕЙНОГО ПОДАВЛЕНИЯ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ В КОГЕРЕНТНОМ ПОЛОСОВОМ ТРАКТЕ ПРИЕМНИКА

Е.А. Милащенко^{1*}, А.А. Язовский²

¹АО «ОКБ «Новатор»,

Екатеринбург, 620017, Российская Федерация

²Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,

Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

*Адрес для переписки: mea_mail@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.391:621.396

Статья поступила в редакцию 09.10.2019

Ссылка для цитирования: Милащенко Е.А., Язовский А.А. Метод адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 49–57. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-49-57

Аннотация: *Предлагается метод амплитудного адаптивного нелинейного подавления негауссовских помех в когерентном полосовом тракте приемника, сохраняющий свою эффективность при любом распределении огибающей помехи и любом отношении «сигнал/помеха». При этом для «слабых» по сравнению с помехой сигналов алгоритмы, реализующие этот метод, по эффективности не уступают известным асимптотически оптимальным алгоритмам, а для «сильных» сигналов предлагаемые алгоритмы не вносят потери. Предлагаемый метод также гарантирует стабильную вероятность ложной тревоги. Приводится описание этого метода, а также исследование его эффективности моделированием в среде MathCAD в задаче обнаружения детерминированного сигнала на фоне негауссовской помехи в виде отражений от морской поверхности. При моделировании такой помехи используется К-распределение и учитывается внутренний шум приемника. Исследования показывают, что предлагаемый метод действительно обладает указанными преимуществами.*

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

Введение

Важными направлениями в развитии науки и ускорении научно-технического прогресса в современном мире являются создание и совершенствование радиотехнических систем и устройств, выполняющих функции сбора, обработки и передачи информации. Такие системы нашли широкое применение во многих отраслях народного хозяйства. В целом, чаще всего радиоэлектронные системы и устройства работают в сложной помеховой обстановке, которая может существенно исказить структуру принимаемого сигнала. Помехи естественного происхождения, к которым можно отнести мешающие отражения от морской поверхности, также оказывают существенное негативное воздействие на эффективность работы приемников морских радиолокационных станций (РЛС) [1–4].

Многие современные РЛС обзора надводной обстановки в процессе своей работы используют короткие зондирующие радиопульсы (десятые доли мкс), позволяющие обнаруживать объекты со сверхмалой эффективной поверхностью рассеяния. В настоящее время для моделирования негауссовских помех от морской поверхности наиболее часто применяют четыре типа статистических распределений: К-распределение, логнормальное, Вейбулла, Райса. Последние три из них не основываются на физических механизмах отражений от морской поверхности, их выбор и обоснование применимости определяется только степенью соответствия экспериментальным данным в отличие от модели помех, основанной на К-распределении, имеющей физическое обоснование [2]. Такая модель морских помех является наиболее подходя-

щей моделью морских отражений, когда РЛС излучает короткие зондирующие импульсы, т. е. работает в режиме высокого разрешения по дальности и при существенном влиянии малых углов скольжения. Негауссовская структура морских отражений существенно затрудняет обнаружение мало-размерных целей на фоне моря. В связи с этим задача поиска способов борьбы с негауссовскими морскими помехами является актуальной.

Синтез адаптивной нелинейной обработки при ограничениях на уровень полезного сигнала

Известно, что эффективным методом подавления негауссовских помех при «слабых» сигналах, является применение асимптотически оптимального обнаружителя [5]. Устройство при заданных энергетических характеристиках сигнала, определяющих вероятность правильного обнаружения, обеспечивает такую же эффективность, как и обнаружитель Неймана – Пирсона. При этом объем выборки наблюдения стремится к бесконечности, и не изменяет энергетические характеристики сигнала, определяющие вероятность правильного обнаружения. Такой обнаружитель находится из отношения правдоподобия разложением его в ряд по степеням сигнала с отбрасыванием членов ряда, дающих при бесконечной выборке, нулевой вклад в среднее значение и дисперсию статистик, формируемых оконечными накопителями.

Асимптотически оптимальный алгоритм обнаружения сигнала для нелинейной обработки на высокой частоте может быть реализован путем установки на входе полосового тракта обработки безынерционного нелинейного преобразователя огибающей смеси сигнала и помехи [5], как показано на схеме (рисунок 1).

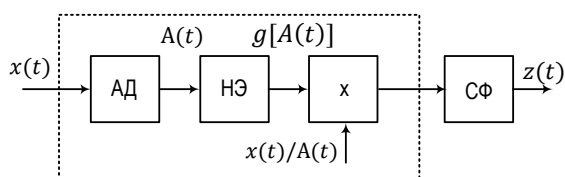


Рис. 1. Асимптотически оптимальный нелинейный обнаружитель в когерентном полосовом тракте приемника на высокой частоте

Процесс $x(t)$ на входе представляет собой квазигармоническое колебание в виде аддитивной смеси полезного сигнала и помехи:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (1)$$

где ω_0 – центральная частота спектра процесса $x(t)$; $A(t)$ и $\varphi(t)$ – огибающая и фаза процесса $x(t)$, которые считаются взаимно независимыми.

Процесс на выходе нелинейного преобразователя (НП) имеет дискретный спектр, составляющие которого сосредоточены на частотах кратных ω_0 :

$$f[x(t)] = f\{A(t)\cos[\omega_0 t - \varphi(t)]\}. \quad (2)$$

Согласованный фильтр (СФ) не пропускает гармоники выше первой, поэтому мы можем ограничиться рассмотрением только первой гармоники процесса $f[x(t)]$ на выходе нелинейного преобразователя [5]:

$$f[x(t)]_{\omega_0} = \frac{x(t)g[A(t)]}{A(t)} = g[A(t)] \cos[\omega_0 t - \varphi(t)], \quad (3)$$

где $g(A)$ – амплитудная характеристика НП по первой гармонике:

$$g(A) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(A \cos \varphi) \cos \varphi d\varphi. \quad (4)$$

Тогда обработка принятой смеси полезного сигнала и помехи состоит из последовательно соединенных амплитудного детектора (АД), нелинейного элемента (НЭ) с АХ вида $g(A)$, умножителя и согласованного с полезным сигналом фильтра (СФ), при этом на второй вход умножителя поступает процесс $x(t)/A(t)$.

В схеме (см. рисунок 1) нелинейное преобразование $g(A)$ увеличивает отношение «сигнал/помеха» в μ раз [5]:

$$\mu = \frac{P_x \left(M \left\{ \frac{g(A)}{A} + g'(A) \right\} \right)^2}{2 M\{g^2(A)\}}, \quad (5)$$

где $M\{\dots\}$ – символ математического ожидания; $g'(A)$ – первая производная от функции $g(A)$; P_x – мощность помехи.

Для достижения максимальной эффективности подавления помехи (коэффициента подавления μ) при приеме слабого сигнала [5] АХ должна быть согласована с плотностью вероятностей $W(A)$ огибающей помехи:

$$g(A) = c \frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A}, \quad c \neq 0. \quad (6)$$

При этом максимальный коэффициент подавления равен [5]:

$$\mu_{p0} = \frac{P_x}{2} \cdot M \left\{ \left[\frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A} \right]^2 \right\}. \quad (7)$$

Ранее авторами настоящей статьи для алгоритма (6) были получены результаты оценки максимального показателя эффективности (7) подавления помехи, когда плотность вероятности значений ее огибающей может быть задана K -распределением [6]. Такая модель помехи часто используется при описании радиолокационных отражений от морской поверхности, и за последние десятилетия получила широкое распространение в иностранной научно-технической литературе. Плотность вероятности огибающей такой помехи с учетом внутренних шумов приемника имеет вид [1]:

$$W(A) = \frac{2Ab^v}{\Gamma(v)} \int_0^\infty \frac{x^{v-1} \exp(-bx)}{x + P_{ш}} \exp\left(-\frac{A^2}{x + P_{ш}}\right) dx, \quad (8)$$

где $\Gamma(v)$ – гамма функция; $P_{ш}$ – мощность внутреннего гауссовского шума приемника; b – параметр «шкалы», имеющий размерность обратную мощности; v – определяется условиями наблюдения и параметрами локатора [2]:

$$\log_{10}(v) = \frac{2}{3} \log_{10}(\Phi) + \frac{5}{8} \log_{10}(\rho) - K - \frac{\cos(2\theta)}{3} + \log_{10}\left(\frac{\tau_i}{30}\right) \log_{10}\left(\frac{50}{\Phi}\right) \log_{10}(5,5\Phi)^{0,8}, \quad (9)$$

где Φ – угол скольжения, град.; ρ – разрешение РЛС по дальности, м; K – параметр, зависящий от поляризации (1,39 при VV и 2,09 при HH); θ – угол между направлением луча РЛС и направлением морской ряби, рад; τ_i – длительность импульса, нс.

Отсчеты такой помехи – независимые случайные величины, фаза которых равновероятна на интервале $[0, 2\pi]$. Выражение (9) позволяет определить параметр v для длительности зондирующего импульса в 30нс и более [2].

Мощность P_x помехи с распределением огибающей (8) определяется параметрами v и b [1]:

$$P_x = 0,5 \cdot M\{A^2\} = 0,5 \left(\frac{v}{b} + P_{ш}\right). \quad (10)$$

Вид распределения (8) зависит от $\alpha = 0,5v/bP_{ш}$ – отношения мощности помехи с K -распределением огибающей к мощности внутреннего гауссовского шума приемника, которое может служить показателем степени негауссовости помехи.

Результаты исследований в [6] показали на достаточно высокую эффективность оптимальной нелинейной обработки. Однако, такая эффективность достигается, когда плотностью вероятностей $W(A)$ огибающей помехи известна и не меняется в процессе приема сигналов, что в реальной ситуации встречается очень редко [7–14]. Поэтому в качестве первой задачи этой статьи является поиск адаптивных алгоритмов, способных работать в любой помеховой обстановке, а также исследование их эффективности применительно к радиолокационным отражениям от морской поверхности.

Для этого представим АХ нелинейного элемента в виде обобщенного полинома:

$$g(A) = \sum_{k=0}^{m-1} a_k \varphi_k(A), \quad (11)$$

где a_k – параметры настройки АХ; $\varphi_k(A)$ – система линейно-независимых функций; m – порядок полинома.

Из (6) очевидно, что:

$$M\{g^2(A)\} = \sum_{k=0}^{m-1} \sum_{q=0}^{m-1} a_k a_q M\{\varphi_k(A) \varphi_q(A)\} = \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a}, \quad (12)$$

$$M\left\{\frac{g(A)}{A} + g'(A)\right\} = \sum_{k=0}^{m-1} a_k M\left\{\frac{\varphi_k(A)}{A} + \varphi'_k(A)\right\} = \mathbf{a}^T \mathbf{b}, \quad (13)$$

где $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{m-1})^T$ – вектор-строка с параметрами настройки АХ; $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{m-1})^T$ – вектор-строка с элементами:

$$b_k = M\left\{\frac{\varphi_k(A)}{A} + \varphi'_k(A)\right\}; \quad (14)$$

\mathbf{R} – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$r_{kq} = M\{\varphi_k(A) \varphi_q(A)\}. \quad (15)$$

Тогда коэффициент подавления может быть представлен в виде [6]:

$$\mu = \frac{P_x (\mathbf{a}^T \mathbf{b})}{2 \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a}} \quad (16)$$

Максимум μ достигается при оптимальных значениях параметров АХ (8):

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_{opt} = \lambda \mathbf{R}^{-1} \mathbf{b}, \lambda \neq 0 \quad (17)$$

и равен

$$\mu_{max} = 0,5 P_x \mathbf{b}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{b}. \quad (18)$$

Для стационарной и эргодической помехи знак математического ожидания в выражениях (14, 15) можно заменить усреднением достаточно большого количества N дискретных отсчетов огибающей $A_i = A(t_i)$, взятых в моменты времени $t_i = i \cdot \Delta t$, где Δt – шаг дискретизации, выбираемый в соответствии с теоремой Котельникова, а именно:

$$b_k \approx \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [\varphi_k(A_i)/A_i + \varphi'_k(A_i)] \quad \text{и} \quad (19)$$

$$r_{kq} \approx \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \varphi_k(A_i) \varphi_q(A_i).$$

Тогда вместе с (17) эти выражения являются фактически алгоритмом адаптации нелинейного преобразователя с АХ (11). Эффективность полученного алгоритма была исследована методом математического моделирования в задаче обнаружения радиоимпульса на фоне помехи с распределением (8). В качестве системы базисных линейно-независимых функций $\varphi_k(A)$ были использованы пять первых многочленов Лежандра [15]. При этом отсчеты огибающей A_i приводились к $[-1, +1]$.

Расчеты проводились в среде MathCAD для модели помехи (8) при $\rho = 15$ м, вертикальной поляризации на излучение и прием (VV), $\theta = 0$ рад, $\tau_i = 100$ нс, $b = 0,5$ и $\Phi = 1^\circ$, что соответствует параметру $v = 0,5$. Рассматривались случаи отношения «помеха/шум» α равное 0, 10, 20, 30 и 40 дБ. Для

каждого значения α путем математического моделирования были получены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения q «сигнал/помеха» для адаптивного асимптотически оптимального метода подавления помех и для обычной согласованной обработки. Подбором порога обнаружения вероятность ложной тревоги устанавливалась на уровне 0,01. Оценка вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги осуществлялась по 1000 реализаций. Эффективность подавления помех оценивалась количественно как выигрыш μ в отношении «сигнал/помеха», необходимом для достижения вероятности правильного обнаружения 0,9 адаптивного асимптотически оптимального метода в сравнении с обычной согласованной фильтрацией. Результаты такого исследования приведены в таблице 1. Здесь АО – означает усовершенствованный асимптотически оптимальный алгоритм.

Результаты показывают (см. таблицу 1), что предложенный адаптивный алгоритм сохраняет

свою эффективность в широком диапазоне изменения параметров помехи, при этом для «слабых» сигналов ($q \ll 1$) его эффективность близка к потенциальной. Однако для относительно «сильных» сигналов, в частности для $q > -6$ дБ и $\alpha = 40$ дБ, вероятность правильного обнаружения снижается практически до нуля! Учитывая тот факт, что структура оптимального приемника для негауссовых помех была получена при условии $q \ll 1$, можно считать полученный «отрицательный» результат закономерным.

В связи с этим возникает новая задача: разработка такого алгоритма обработки сигналов при негауссовских помехах, который сохраняет свою высокую эффективность не только при любом распределении амплитуды помехи или ее огибающей, но и при любом отношении «сигнал/помеха» q .

Определимся, что нам нужен другой, отличный от (5), физически оправданный показатель эффективности подавления помехи без ограничений на слабый сигнал и априорно известное распределение значений помехи или её огибающей.

ТАБЛИЦА 1. Эффективность адаптивного асимптотически оптимального нелинейного обнаружителя в сравнении с линейной согласованной фильтрацией

α , дБ	q , дБ													
	-40	-38	-36	-34	-32	-30	-28	-26	-24	-22	-20	-18	-16	
	Рпо													
0	АО	0,016	0,016	0,03	0,04	0,085	0,169	0,345	0,693	0,922	0,998	1	1	1
	СФ	0,017	0,014	0,029	0,042	0,081	0,17	0,325	0,658	0,892	0,998	1	1	1
10	АО	0,025	0,034	0,061	0,115	0,239	0,515	0,792	0,964	1	1	1	1	1
	СФ	0,013	0,013	0,017	0,026	0,056	0,136	0,296	0,559	0,886	0,993	1	1	1
20	АО	0,07	0,114	0,249	0,498	0,824	0,994	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,01	0,012	0,017	0,024	0,052	0,76	0,396	0,715	0,938	0,999	1	1	1
30	АО	0,294	0,557	0,8	0,975	0,999	1	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,014	0,016	0,025	0,052	0,07	0,144	0,323	0,592	0,891	0,991	1	1	1
40	АО	0,61	0,858	0,948	0,991	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	СФ	0,015	0,017	0,028	0,046	0,084	0,0183	0,322	0,624	0,903	0,995	1	1	1

α , дБ	q , дБ													μ , дБ
	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	12	14		
	Рпо													
0	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
10	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
20	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	8,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
30	АО	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	10,6
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
40	АО	1	1	0,954	0,06	0,058	0,062	0,056	0,059	0,062	0,076	0,091	0,115	12,2
	СФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	

Синтез адаптивной нелинейной обработки без ограничений на уровень полезного сигнала

Очевидно, что для «слабых» сигналов искомая обработка сигналов при негауссовских помехах должна переходить в асимптотически оптимальную обработку. Поэтому возьмем структурную схему (см. рисунок 1) за основу. Далее предположим, что мы можем, изменяя АХ нелинейного преобразования, поддерживать постоянную энергию процесса на входе СФ $E_{вх}$.

Очевидно, что при фиксированной энергии процесса на входе СФ $E_{вх}$ наилучшей характеристикой нелинейного преобразования будет такая, при которой достигается максимум энергии процесса на выходе СФ $E_{вых}$. Это эквивалентно достижению максимума отношения энергий:

$$K_E = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{ВХ}}}. \quad (20)$$

Для поиска такого НП снова представим его амплитудную характеристику весовой суммой (11). С учетом этого рисунок 1 может быть преобразован к эквивалентному виду (см. рисунок 2), в котором НП с АХ $g(A)$ заменяется весовым сумматором и m параллельно соединенными НЭ с АХ вида $\vartheta_k(A)$, где $k = 0, 1, \dots, m - 1$.

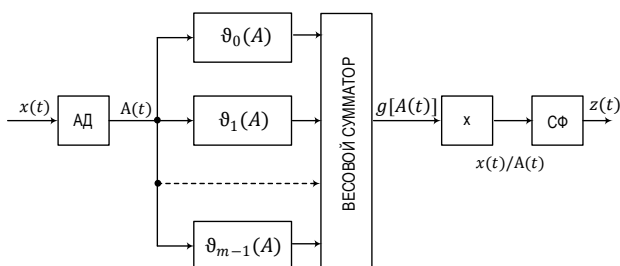


Рис. 2. Эквивалентная замена НП с АХ вида (6) на НП с АХ в виде обобщенного полинома

Энергия на входе СФ может быть определена из выражения:

$$E_{\text{вх}} = \int_0^T g^2[A(t)]dt = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T \vartheta_i[A(t)]\vartheta_j[A(t)]dt = \mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h}, \quad (21)$$

где \mathbf{D} – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$d_{ij} = \int_0^T \vartheta_i[A(t)]\vartheta_j[A(t)]dt. \quad (22)$$

Учитывая линейный характер обработки в СФ, рисунок 2 можно преобразовать к эквивалентному виду, как показано на рисунке 3. Где $y_k(t)$ – отклик СФ в k -ом канале.

Тогда энергию процесса на выходе СФ можно представить выражением:

$$E_{\text{ВЫХ}} = \int_0^T z^2(t)dt = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{m-1} h_i h_j \int_0^T y_i(t)y_j(t)dt = \mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}, \quad (23)$$

где \mathbf{A} – симметрическая положительно определенная матрица с элементами:

$$a_{ij} = \int_0^T y_i(t)y_j(t)dt. \quad (24)$$

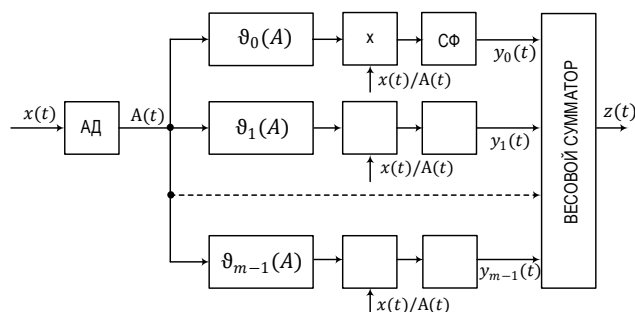


Рис. 3. Эквивалентный вариант схемы на рис. 2

Таким образом, адаптивный нелинейный преобразователь должен поддерживать максимальным показатель:

$$K_E = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{ВХ}}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{D} \mathbf{h}}, \quad (25)$$

что эквивалентно поиску максимума отношения Рэлея [14]. В частном случае, когда амплитудные характеристики НЭ $\vartheta_k(A)$ образуют систему ортонормированных функций с единичной энергией, матрица \mathbf{D} становится единичной и задача поиска оптимального вектора весовых коэффициентов \mathbf{h} сводится к решению более простой задачи поиска максимума частного Рэлея [14]:

$$K_E = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{ВХ}}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{A} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} \leq \lambda_{\text{max}}, \quad (26)$$

где λ_{max} – максимальное собственное значение матрицы \mathbf{A} . При этом максимум достигается, когда вектор весовых коэффициентов \mathbf{h} является главным собственным вектором матрицы \mathbf{A} (соответствует ее максимальному собственному значению) и является решением уравнения:

$$\mathbf{A} \mathbf{h} = \lambda_{\text{max}} \mathbf{h}. \quad (27)$$

Систему ортонормированных базисных функций $\vartheta_k(A)$ предлагается построить на основе многочленов Лежандра $P_k(A)$, ортогональных с единичной весовой функцией [16]:

$$\int_{-1}^1 P_k(A) \cdot P_n(A) dA = \begin{cases} 2, & \text{если } k = n \\ 0, & \text{если } k \neq n \end{cases}. \quad (28)$$

Если выбрать:

$$\vartheta_k(A) = \sqrt{\frac{2k+1}{2}} \cdot P_k(A), \quad k = 0, 1, \dots, m-1, \quad (29)$$

то мы получим систему ортонормированных базисных функций с единичной весовой функцией.

Единичная весовая функция означает равномерное распределение значений аргумента A функций $\vartheta_k(A)$ на интервале $[-1, +1]$. Такие условия можно создать ранжированием отсчетов огибающей A_i , то есть заменой каждого отсчета в наблюдаемой реализации его рангом (номером места в вариационном ряду). Далее полученные ранги с помощью операций сдвига и масштабирования приводятся к диапазону $[-1, +1]$.

Здесь полезно отметить, что в теории обнаружения сигналов на фоне помех широкую известность имеют также непараметрические ранговые и знако-ранговые методы обнаружения сигналов [14], алгоритм работы которых включает в себя процесс ранжирования отсчетов имеющейся смеси сигнала и помехи. К ним относятся, например, алгоритмы Ван дер Вардена, Вилкоксона и т. д. Основные преимущества таких методов заключаются в том, что они не являются чувствительными к мощности помехи и позволяют стабилизировать уровень ложной тревоги и, соответственно, порог правильного обнару-

жения, а также обладают повышенной устойчивостью к изменению вида плотности распределения помехи. Тем не менее, такие методы не являются адаптивными, что не позволяет добиться максимального подавления помехи с изменяющейся плотностью распределения.

В итоге обработку, показанную на рисунке 3, можно представить схемой на рисунке 4. Она отличается от предыдущей схемы наличием блока ранжирования, что делает устройство подавления помех нечувствительным к виду распределения помехи и обеспечивает стабилизацию порога обнаружения для заданной вероятности ложной тревоги.

Эффективность полученного адаптивного нелинейного алгоритма с ранжированием также была исследована методом математического моделирования в задаче обнаружения радиоимпульса на фоне помехи с распределением (8). Система ортонормированных функций $\vartheta_k(A)$ выбиралась согласно выражению (29) при $m = 5$.

Методика и условия моделирования были такими же, что и при исследовании асимптотически оптимального алгоритма. Эффективность подавления помех оценивалась количественно как выигрыш μ в отношении «сигнал/помеха» необходимого для достижения вероятности правильного обнаружения 0,9 при фиксированной вероятности ложной тревоги на уровне 0,01.

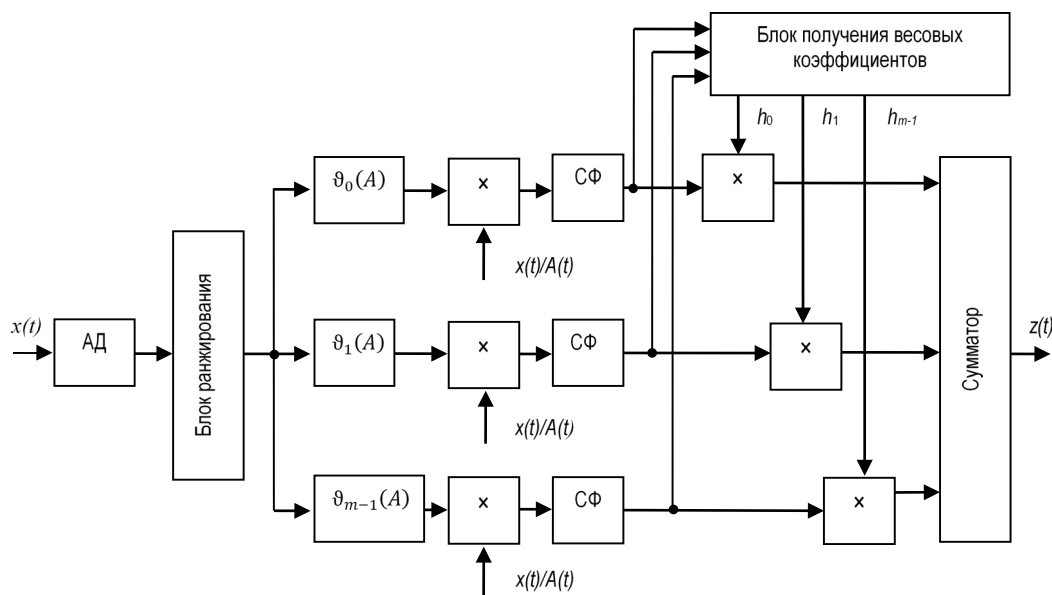


Рис. 4. Алгоритм адаптивного нелинейного подавления помех в когерентном полосовом тракте приемника

В таблице 2 приведены характеристики обнаружения для предлагаемого адаптивного метода подавления с ранжированием (в таблице – НФ) и обычной линейной обработки согласованным фильтром, достигаемый выигрыш μ , а также значение порога обнаружения C .

По таблице 2 можно сделать следующие выводы:

– выигрыш μ для предлагаемого метода адаптивного подавления помех относительно обычной линейной обработки согласованным фильтром по уровню вероятности правильного обнаружения $P_{по} = 0,9$ может составлять 10 дБ и более;

– эффективность предлагаемого адаптивного способа подавления помех почти не уступает по эф-

фективности классической (см. таблицу 1) асимптотически оптимальной обработке для слабых сигналов – потери 1...2 дБ;

– порог обнаружения для предлагаемого метода адаптивного подавления помех остается неизменным $C = 0,033$ для фиксированного уровня вероятности ложной тревоги 0,01 при изменении мощно-

сти помехи (отношения q), в то время как порог обнаружения при линейной обработке согласованным фильтром существенно изменяется для тех же условий;

– предлагаемый метод адаптивного подавления помех сохраняет свою эффективность при больших q в отличие от классической (см. таблицу 1) асимптотически оптимальной нелинейной обработки.

ТАБЛИЦА 2. Эффективность предлагаемого адаптивного нелинейного метода подавления помех в сравнении с линейной согласованной фильтрацией

α , дБ		q , дБ											μ , дБ	C
		-40	-38	-36	-34	-32	-30	-28	-26	-24	-22	-20...5		
		Рпо												
0	НФ	0,012	0,008	0,011	0,022	0,044	0,065	0,14	0,397	0,76	0,97	1	0	0,033
	СФ	0,017	0,014	0,021	0,038	0,07	0,132	0,288	0,568	0,888	0,993	1		1,977
10	НФ	0,013	0,015	0,021	0,038	0,062	0,203	0,448	0,799	0,986	1	1	2,5	0,033
	СФ	0,013	0,017	0,022	0,022	0,044	0,093	0,216	0,455	0,805	0,979	1		1,427
20	НФ	0,02	0,035	0,101	0,248	0,548	0,897	0,993	1	1	1	1	7,2	0,033
	СФ	0,011	0,018	0,019	0,031	0,059	0,149	0,226	0,593	0,862	0,986	1		1,377
30	НФ	0,086	0,271	0,503	0,828	0,973	1	1	1	1	1	1	10,1	0,033
	СФ	0,017	0,02	0,026	0,047	0,076	0,138	0,308	0,578	0,858	0,986	1		1,431
40	НФ	0,375	0,604	0,8	0,934	0,991	1	1	1	1	1	1	11,8	0,033
	СФ	0,016	0,018	0,032	0,057	0,089	0,212	0,382	0,639	0,894	0,995	1		1,466

Заключение

Разработан адаптивный асимптотически оптимальный алгоритм, способный работать в условиях априорной неопределенности относительно распределения помехи. Получены результаты исследования эффективности такого алгоритма на примере помехи в виде отражений от морской поверхности. Представлены зависимости коэффициента подавления, полученные методом статистического моделирования для различных значений параметров распределения огибающей помехи. Результаты моделирования показывают высокую эффективность подавления негауссовских помех, близкую к потенциальной для «слабых» сигналов. Однако, для «сильных» сигналов при моделировании выявлены значения порогового отношения «сигнал/помеха» с нулевой эффективностью подавления помех (почти с нулевой вероятностью правильного обнаружения), что является существенным недостатком всех асимптотически оптимальных алгоритмов, в том числе и нашего – адаптивного.

Для исключения этого недостатка нами был предложен новый критерий адаптации нелинейного преобразователя, заключающийся в максимизации энергии на выходе согласованного фильтра, при условии, что энергия на его входе – величина постоянная. Были получены выражения для оптимальных по этому критерию параметров нелинейного преобразователя, когда его амплитудная характеристика представлена в виде весовой суммы

базисных функций. Доказано, что вектор оптимальных весовых коэффициентов является собственным вектором, соответствующим максимальному собственному значению матрицы взаимных ковариаций откликов с выхода согласованного фильтра. Наиболее простые выражения получаются, когда эта матрица является диагональной и единичной, что достигается для ортонормированных базисных функций. В качестве основы построения такой системы базисных функций предложено использовать многочлены Лежандра, ортогональные с единичной весовой функцией на интервале $[-1, +1]$. Единичная весовая функция может быть реализована при равномерном распределении аргумента базисных функций, что достигается ранжированием отсчетов огибающей входного процесса и приведением полученных рангов к интервалу $[-1, +1]$ с помощью операций сдвига и масштабирования. Благодаря ранжированию, такой метод становится нечувствительным к изменению мощности помехи и в итоге дает для заданного порога обнаружения эффект стабилизации вероятности ложной тревоги. В виду сложности оценки эффективности подавления помех разработанного алгоритма расчетным путем, исследование его эффективности было проведено статистическим моделированием в задаче обнаружения детерминированного сигнала на модели помехи в виде отражений от морской поверхности.

Результаты моделирования показали, что предложенный алгоритм подавления помех с ранжированием и адаптацией по критерию максимума коэффициента передачи энергии через согласованный фильтр по эффективности лишь незначительно (1–2 дБ) уступает потенциальной эффективности для «слабых» сигналов и сохраняет высокую эффективность для «сильных» сигналов.

Кроме этого, он действительно гарантирует стабильную вероятность ложной тревоги. Полученные результаты могут служить основой построения адаптивных нелинейных устройств подавления радиолокационных помех в когерентном полосовом тракте приемника.

Список используемых источников

1. Ward K., Tough R., Watts S. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance. Stevenage: The Institution of Engineering and Technology, 2013. 584 p.
2. Antipov I. Simulation of Sea Clutter Returns. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998. 71 p.
3. Винокуров В.И. Морская радиолокация. Ленинград: Судостроение, 1986. 255 с.
4. Кравченко В.Ф., Луценко В.И., Луценко И.В. Рассеяние радиоволн морем и обнаружение объектов на его фоне. Москва: Физматлит, 2015. 448 с.
5. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов. Москва: Радио и связь, 1984. 440 с.
6. Милащенко Е.А., Язовский А.А. Реализация и эффективность метода амплитудного подавления мешающих отражений от морской поверхности с учетом теплового шума приемника // Нелинейный мир. 2016. № 6. С. 43–48.
7. Валеев В.Г., Язовский А.А. Адаптивные нелинейные преобразователи для подавления негауссовских помех // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30. № 8. С. 62–64.
8. Язовский А.А., Милащенко Е.А. Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерентном полосовом тракте приемника // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2016. Т. 59. № 1 (643). С. 14–16.
9. Валеев В.Г. Нелинейная обработка сигнала. Москва: Радиотехника, 2013. 120 с.
10. Фомин А.Ф. Анализ методов подавления негауссовских помех // Мир транспорта. 2012. № 3(41). С. 24–29.
11. Данилов В.А., Данилов А.В. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских узкополосных помех // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 3 (609). С. 15–23.
12. Арянцев М.Ю., Валеев В.Г. Способ подавления помех и устройство для его осуществления. Патент на изобретение RUS 2352063 от 25.12.2007. Опубл. 10.04.2009. Бюл. 10. 14 с.
13. Язовский А.А., Милащенко Е.А., Щепочкин И.Н., Щепочкина Ю.А. Устройство подавления узкополосных помех. Патент на полезную модель RUS от 24.10.2016. Опубл. 14.03.2018. Бюл. 8. 9 с.
14. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 3. Москва: Издательство «Советское радио», 1976. 288 с.
15. Корн Г.А., Корн Т.М. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1978. 277 с.
16. Бахвалов Н.С. Численные методы. Москва: Бинوم. Лаборатория знаний, 2003. 636 с.

* * *

METHOD OF ADAPTIVE NONLINEAR SUPPRESSION OF NON-GAUSSIAN CLUTTER IN A COHERENT BAND PASS RECEIVER

E. Milashchenko¹, A. Yazovsky²

¹JSC "EDB" Novator",
Yekaterinburg, 620017, Russian Federation

²Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation

Article info

The article was received 09th October 2019

For citation: Milashchenko E., Yazovsky A. Method of Adaptive Nonlinear Suppression of Non-Gaussian Clutter in a Coherent Band Pass Receiver. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(4):49–57. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-49-57>

Abstract: This article suggests a method of amplitude adaptive nonlinear suppression of non-Gaussian clutter in the coherent band pass of the receiver, which retains its effectiveness in any distribution of the clutter envelope and in any signal-to-noise ratio. At the same time, for "low level" signals, as compared to clutter, the algorithms that implement this method are not inferior to known asymptotically optimal algorithms, and the proposed algorithms do not introduce losses for "high level" signals. The proposed method also ensures a stable probability of false alarm. A description of this method is given, as well as a study of its effectiveness by modeling in the MathCAD environment in the task of detecting a deterministic signal against a background of non-Gaussian clutter in the form of reflections from the sea surface. When modeling such clutter, the K-distribution is used and the internal noise of the receiver is taken into account. Research shows that the proposed method really has these advantages.

Keywords: sea clutter, nonlinear filtering, adaptive filter, K-distribution, Gaussian clutter, non-Gaussian clutter.

References

1. Ward K, Tough R, Watts S. *Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance*. Stevenage: The Institution of Engineering and Technology; 2013. 584 p.
2. Antipov I. *Simulation of Sea Clutter Returns*. Salisbury: DSTO Electronic and Surveillance Research Laboratory, 1998. 71 p.
3. Vinokurov V.I. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radiolocation]. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1986. 255 p. (in Russ.)
4. Kravchenko V.F., Lutsenko V.I., Lutsenko I.V. *Rasseyaniye radiovoln morem i obnaruzheniye obektov na ego fone* [Scattering of Radio Waves by Sea and Detection of Objects on its Background]. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2015. 448 p. (in Russ.)
5. Akimov P.S., Bakut P.A, Bogdanovich V.A. *Teoriya obnaruzheniya signalov* [Theory of Signal Detection]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1984. 440 p. (in Russ.)
6. Milashchenko E.A., Yazovsky A.A. Implementation and effectiveness of the method of amplitude suppression negative reflections from the sea surface on the thermal receiver noise. *Nonlinear world*. 2016;6:43–48. (in Russ.)
7. Valeev V.G., Yazovsky A.A. Adaptivnye nelineinye preobrazovateli dlia podavleniia negaussovskikh pomekh [Adaptive Nonlinear Processing to Suppress Non-Gaussian Clutter]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii Ministerstva vysshego i srednego spetsialnogo obrazovaniia SSSR. Radioelektronika*. 1987;30(8):62–64. (In Russ.)
8. Yazovsky A.A., Milashchenko E.A. Amplitude suppression of non-Gaussian sea clutter in a noncoherent bandpass path of the receiver. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*. 2016;59(1):14–16. (in Russ.)
9. Valeev V.G. *Nelineinaya obrabotka signalov* [Nonlinear Signal Processing]. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 2013. 120 p. (in Russ.)
10. Fomin A.F. Analysis of methods for suppressing non-Gaussian interference. *World of Transport*. 2012;3(41):24–29. (in Russ.)
11. Danilov V.A., Danilov A.V. Optimalnoe obnaruzhenie signalov na fone negaussovskikh uzkopolosnykh pomekh [Optimum Detection of Signals on the Background of Non-Gaussian Narrowband Clutter]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*. 2013;56(3):15–23. (in Russ.)
12. Arjantsev M.J., Valeev V.G. *Sposob podavleniya pomekh i ustroystvo dlya ego ososhestvleniya* [The Method of Clutter Suppression and Device for its Implementation]. Patent RF, no. 2352063, 04.10.2009. (in Russ.)
13. Yazovsky A.A., Milashchenko E.A., Schepochkin I.N., Shchepochkina Yu.A. *Ustroystvi podavleniya uzkipolosnih pomekh* [A Device for Suppressing Band Pass Clutter]. Patent RF, no. 177832, 03.14.2018. (in Russ.)
14. Levin B.R. *Teoreticheskie osnovi statisticheskoy radiotekhniki*. [Theoretical Foundations of Statistical Radioengineering]. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1976. 288 p. (in Russ.)
15. Korn G.A., Korn T.M. *Spravochnik po matematike dlya nauchnih rabotnikov i inzhnerov* [Handbook of Mathematics for Scientists and Engineers]. Moscow: Nauka Publ.: 1978. 277 p. (in Russ.)
16. Bakhvalov N.S. *Chislennye metody* [Numerical Methods]. Moscow: Binom. Laboratory of Knowledge Publ; 2003. 636 p. (in Russ.)