



УДК 621.396.96

А. В. Ястребов

*Нижегородский государственный технический
университет им. П. Е. Алексеева*

Адаптивный фильтр на основе метода степенных векторов¹

Рассмотрен адаптивный трансверсальный фильтр, обеспечивающий максимальное выходное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех, аддитивно поступающих на его вход. Предложен алгоритм адаптивной обработки входного процесса в базисе степенных векторов; получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса, которое может быть как больше, так и меньше числа отводов фильтра (случай короткой выборки). Приведены результаты моделирования адаптивной обработки, показывающие высокую эффективность предложенного алгоритма.

Адаптивный фильтр, степенной базис, процедура ортогонализации, потери отношения мощности сигнала к суммарной мощности шумов и помех

Основные идеи оптимальной фильтрации были сформулированы в результате оптимизации функционирования радиолокационных систем импульсного типа [1]. Оптимальная фильтрация подразумевает вычисление в реальном масштабе времени корреляционного интеграла (операции свертки). Известно, что операцию свертки выполняет такое физически реализуемое устройство, как трансверсальный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) [1]. Если на входе оптимального фильтра действуют помехи и полезный сигнал, то на выходе будет получено максимальное отношение мощности сигнала к суммарной мощности шумов и помех (ОСШП). Это свойство оптимального фильтра широко применяется для обнаружения сигналов на фоне помех не только в радиолокации, но и, например, в системах связи, использующих в качестве полезных сигналов шумоподобные широкополосные сигналы.

При приеме широкополосных сигналов возникает проблема, связанная с тем, что в частотную полосу приемника кроме полезного сигнала, занимающего обычно большую часть этой полосы, попадают аддитивные помехи различного происхождения, например, создаваемые другими системами передачи информации. Интенсивность

аддитивных помех, частично перекрывающих частотный диапазон полезного сигнала, может быть намного выше интенсивности последнего. При этом помеховая обстановка может изменяться во времени из-за появления или исчезновения тех или иных источников помех. В связи с этим возникает необходимость адаптивной обработки входного процесса, заключающейся в нахождении вектора весовых коэффициентов трансверсального фильтра, обеспечивающего максимальное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех (ОСШП) на выходе.

Для формирования весового вектора адаптивной антенной решеткой (ААР) применительно к узкополосным сигналам и помехам предложен и исследован метод степенных векторов [2]–[3]. Подавление аддитивных помех возможно благодаря информации о взаимных корреляциях комплексных огибающих входных процессов в различных приемных каналах ААР, содержащейся в корреляционной матрице (КМ) помех. При воздействии на ААР точечного источника помехи, расположенного под неким углом к ее нормали, различие комплексных огибающих в приемных каналах будет заключаться в фазовом множителе,

¹ Работа поддержана грантом (соглашение между Минобрнауки Российской Федерации и ННГУ от 27 августа 2013 г. № 02.В.49.21.0003).

обусловленном различным пространственным расположением приемных антенн, и, следовательно, различным временем распространения сигнала от источника до каждой приемной антенны.

Можно провести аналогию между ААР и рассматриваемым адаптивным трансверсальным фильтром (АТФ): роль приемных элементов в фильтре играют отводы используемой линии задержки (ЛЗ), а сдвиг по фазе комплексной огибающей сигналов в этих отводах обусловлен наличием ЛЗ в структуре фильтра. При этом аналогом точечного источника помехи, воздействующего на ААР, будет являться однотональная помеха на входе АТФ, а аналогом распределенного в пространстве источника помехи, занимающего некую область углов, – широкополосная помеха на входе АТФ. Следовательно, используя информацию о взаимных корреляциях комплексных огибающих процессов в отводах АТФ и предложенные в работах [4]–[6] методы обработки этой информации, можно найти искомый весовой вектор АТФ в виде разложения в базисе степенных векторов.

Весовой вектор \mathbf{W} АТФ будем искать из уравнения [7]

$$M\mathbf{W} = \mathbf{S}, \quad (1)$$

где M – КМ комплексных огибающих входного процесса во всех отводах АТФ; \mathbf{S} – вектор коэффициентов импульсной характеристики неадаптивного согласованного с полезным сигналом фильтра.

Помеха на выходе АТФ получается в результате весового суммирования задержанной входной помехи в N отводах АТФ:

$$y = \mathbf{W}^T \mathbf{X},$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ – вектор комплексных амплитуд помехи; $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ – вектор весовых коэффициентов; T – символ транспонирования.

При адаптивной обработке вместо точного вектора \mathbf{W} используется вектор $\hat{\mathbf{W}}$, полученный на основе максимально правдоподобной оценки \hat{M} КМ M по L временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса

$$\mathbf{X}(l) = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_n(l), \dots, x_N(l)]^T,$$

где $x_n(l) = x_{n-1}(l+1)$, $l = \overline{1, L}$ [7]:

$$\hat{M} = (1/L) \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l), \quad (2)$$

причем H – символ эрмитова сопряжения.

Затем в соответствии с (1) находится весовой вектор $\hat{\mathbf{W}} = \hat{M}^{-1} \mathbf{S}$. Однако такую оценку весового вектора нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Во-первых, КМ (2) при числе выборок $L \approx N$ является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа отводов фильтра ($L < N$), матрица \hat{M} становится вырожденной. Вторая проблема связана с тем, что вычислительная сложность процедуры обращения КМ пропорциональна кубу от ее размера ($\sim N^3$) и, следовательно, резко возрастает с ростом числа N отводов фильтра.

Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач [8] и для их решения следует использовать методы регуляризации [9]. Подобные проблемы характерны для ААР. Для таких систем предложен ряд методов регуляризации весового вектора. В частности, представляют интерес регуляризованные методы обработки сигналов, основанные на представлении весового вектора в виде конечного разложения по степенным векторам [5], [6]. Учитывая схожесть принципов пространственной обработки сигналов в ААР и временной обработки в АТФ, представляет интерес исследование эффективности обработки, основанной на представлении весового вектора АТФ в виде конечного разложения по степенным векторам. Такому исследованию посвящена настоящая статья.

Разложение весового вектора АТФ по степенным векторам. Рассмотрим АТФ, состоящий из ЛЗ с N отводами (рис. 1, а), на каждом из которых имеется регулируемый комплексный весовой коэффициент w_n^* , $n = \overline{1, N}$.

Найдем решение (1) с помощью метода степенных векторов. Вектор-фазор j -й однотональной помехи с частотой f_j запишем в виде

$$\Phi_j = \exp[i(2\pi f_j \mathbf{D} + \varphi_j)],$$

где $\mathbf{D} = \tau[0, 1, \dots, N-1]^T$ – вектор задержек в отводах фильтра; φ_j – случайная начальная фаза.

Учитывая статистическую независимость отдельных источников помех, для КМ M получим

$$M = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle = \sigma_0^2 I + \sum_{j=1}^J \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \quad (3)$$

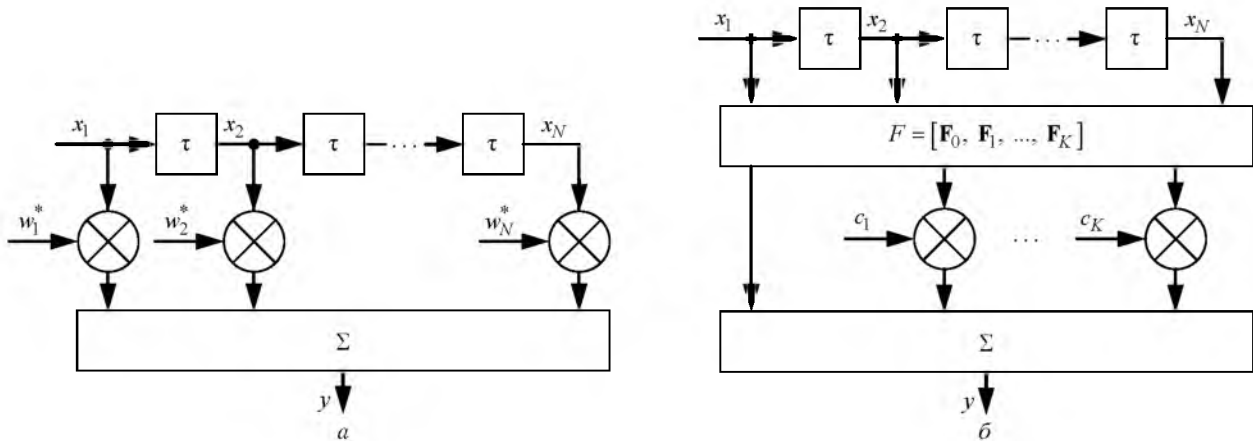


Рис. 1

где σ_0^2 – мощность собственного шума в отводах фильтра; I – единичная матрица; σ_j^2 – мощность j -й помехи; J – число источников помех; $\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения; H – символ эрмитова сопряжения.

Оптимальный весовой вектор принадлежит подпространству размерности $J+1$, образованному векторами \mathbf{S} и \mathbf{F}_j , $j = \overline{1, J}$ [4]. В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов, например систему степенных векторов \mathbf{S} , $M\mathbf{S}$, $M^2\mathbf{S}$, ..., $M^K\mathbf{S}$ с числом линейно независимых векторов, меньшим либо равным числу действующих однотоновых помех $K \leq J$ без учета вектора-фазора полезного сигнала [10].

Степенные векторы образуют неортогональный базис, что усложняет дальнейшие преобразования. Поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$. Ортогонализация и нормировка степенных векторов начнутся с вектора \mathbf{S} и выполняются с помощью известной процедуры [10]:

$$\begin{cases} \widehat{\mathbf{G}}_0 = \mathbf{S}; \\ \widehat{\mathbf{G}}_1 = M\mathbf{F}_0 - \alpha_0\mathbf{F}_0; \\ \widehat{\mathbf{G}}_2 = M\mathbf{F}_1 - \alpha_1\mathbf{F}_1 - \beta_0\mathbf{F}_0; \\ \dots; \\ \widehat{\mathbf{G}}_K = M\mathbf{F}_{K-1} - \alpha_{K-1}\mathbf{F}_{K-1} - \beta_{K-2}\mathbf{F}_{K-2}, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$\alpha_{k-1} = (\mathbf{F}_{k-1}^H M \mathbf{F}_{k-1}), \quad k = \overline{1, K};$$

$$\beta_{k-2} = (\mathbf{F}_{k-1}^H M \mathbf{F}_{k-2}), \quad k = \overline{2, K}; \quad \mathbf{F}_k = \widehat{\mathbf{G}}_k |\widehat{\mathbf{G}}_k|^{-0.5}.$$

Представим весовой вектор в виде разложения по ортонормированным векторам $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$:

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_0 + c_1\mathbf{F}_1 + c_2\mathbf{F}_2 + \dots + c_K\mathbf{F}_K = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C}, \quad (5)$$

где $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K]$ – матрица, составленная из ортонормированных векторов; $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_K]$ – вектор коэффициентов разложения. Вектор \mathbf{F}_0 формирует основной канал фильтра, согласованный с полезным сигналом, а векторы $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$ – дополнительные каналы, необходимые для подавления помех. Структурная схема АТФ, основанная на разложении (5), представлена на рис. 1, б.

Чтобы найти вектор \mathbf{C} , подставим (5) в (1) и умножим слева на матрицу \mathbf{F}^H . Учтем, что вследствие ортогональности векторов $\mathbf{F}^H\mathbf{S} = 0$. В результате получим систему из K уравнений для вектора \mathbf{C} :

$$\mathbf{F}^H M \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0.$$

Процедура ортогонализации степенных векторов [4] обладает важными свойствами: каждый ортогональный вектор, начиная с \mathbf{F}_2 , формируется с использованием только двух предыдущих векторов, а коэффициенты разложения α_k, β_k – действительные числа. Благодаря этому матрица $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}$ является действительной, симметричной и трехдиагональной. Элементы главной диагонали равны α_k ($k = \overline{0, K-1}$), а элементы двух побочных диагоналей одинаковы и равны β_k ($k = \overline{0, K-2}$). Кроме того, вектор $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0$ имеет только первый ненулевой элемент, равный действительному числу $\beta_0 = (\mathbf{F}_0^H M \mathbf{F}_1)$. Такие свойства матрицы $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}$ и вектора $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0$ позволили получить точное аналитическое решение для коэффициентов разложения c_1, c_2, \dots, c_K . [4].

Эффективность работы АТФ определяется значением ОСШП. Оценку ОСШП на выходе АТФ при известной КМ помех можно найти с помощью формулы [7]

$$\eta(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M} \mathbf{W}}. \quad (6)$$

Выражение (6) для метода степенных векторов с учетом (5) и того, что $F^H \mathbf{S} = 0$, преобразуем к виду [4]

$$\begin{aligned} \eta_{\text{СТ}}(\mathbf{W}) &= \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H F^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + F\mathbf{C})^H \mathbf{M} (\mathbf{F}_0 + F\mathbf{C})} = \\ &= \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H F^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H \mathbf{M} F \mathbf{C}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\delta}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$\delta = \alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\dots \alpha_{K-2} - \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}$$

Тогда потери B в ОСШП на выходе АТФ составят:

$$B = 10 \lg \frac{\eta(\mathbf{W}_{\text{opt}})}{\eta_{\text{СТ}}(\bar{\mathbf{W}})},$$

где \mathbf{W}_{opt} – весовой вектор, являющийся решением системы уравнений (1) при точно известной КМ помех (3); $\bar{\mathbf{W}}$ – весовой вектор, полученный методом разложения по степенным векторам (5) при выборочной КМ помех (2).

Регуляризация весового вектора. Формальное применение процесса ортогонализации [10] при использовании выборочной КМ (2) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальным размером N , равным числу отводов рассматриваемого фильтра. Это снижает эффективность подавления помехи и увеличивает вычислительную сложность.

Из (7) видно, что с увеличением числа базисных векторов оценка ОСШП может неограниченно возрастать, поскольку знаменатель уменьшается, а числитель имеет фиксированное значение. Очевидно, что такая оценка ОСШП не соответствует физическим условиям задачи. Для устранения указанного эффекта необходимо выполнять

регуляризацию решения, ограничивая число базисных векторов. Для регуляризации решения математической задачи обычно рекомендуется использовать имеющуюся априорную информацию, исходя из физического содержания задачи [9]. В рассматриваемом случае учтем априорную информацию о том, что в каждом отводе фильтра имеется собственный шум мощностью σ_n^2 .

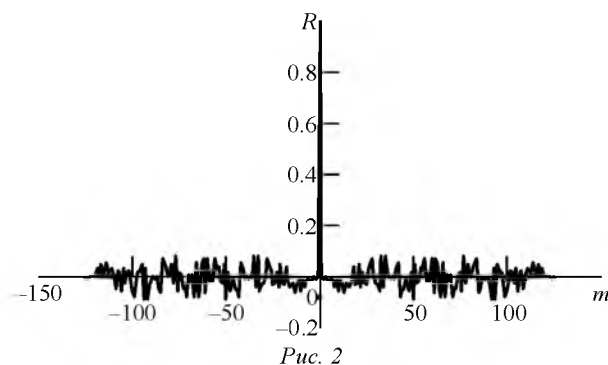
Из структурной схемы рассматриваемого фильтра (см. рис. 1, б) следует, что каждый k -й дополнительный канал не только обеспечивает уменьшение мощности внешних помех $P(k)$ на величину $\Delta P(k) = P(k-1) - P(k)$, но и увеличивает мощность выходных собственных шумов на величину $\sigma_n^2 |c_k \mathbf{F}_k|^2 = \sigma_n^2 c_k^2$. С ростом числа каналов вначале преобладает эффект подавления внешних помех, а затем – эффект добавления собственного шума. Поэтому процесс ортогонализации следует останавливать при таком значении k , с которого начинает выполняться условие $\Delta P(k) < \sigma_0^2 c_k^2$, причем базисный вектор \mathbf{F}_k не следует включать в разложение (4).

Таким образом, регуляризованную оценку ОСШП на выходе фильтра можно представить в виде

$$\eta_r = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\delta + \sigma_0^2 \left(1 + \sum_{k=1}^K c_k^2 \right)}. \quad (8)$$

Результаты моделирования. При моделировании в качестве полезного сигнала была использована М-последовательность длиной 127 с генерирующим полиномом $g_6 + g_5 + g_2 + 1$. Нормированная автокорреляционная функция $R(m)$ данной последовательности представлена на рис. 2 (m – временная задержка, выраженная в отсчетах).

Так как адаптивный фильтр должен быть согласован с полезным сигналом при отсутствии помех,



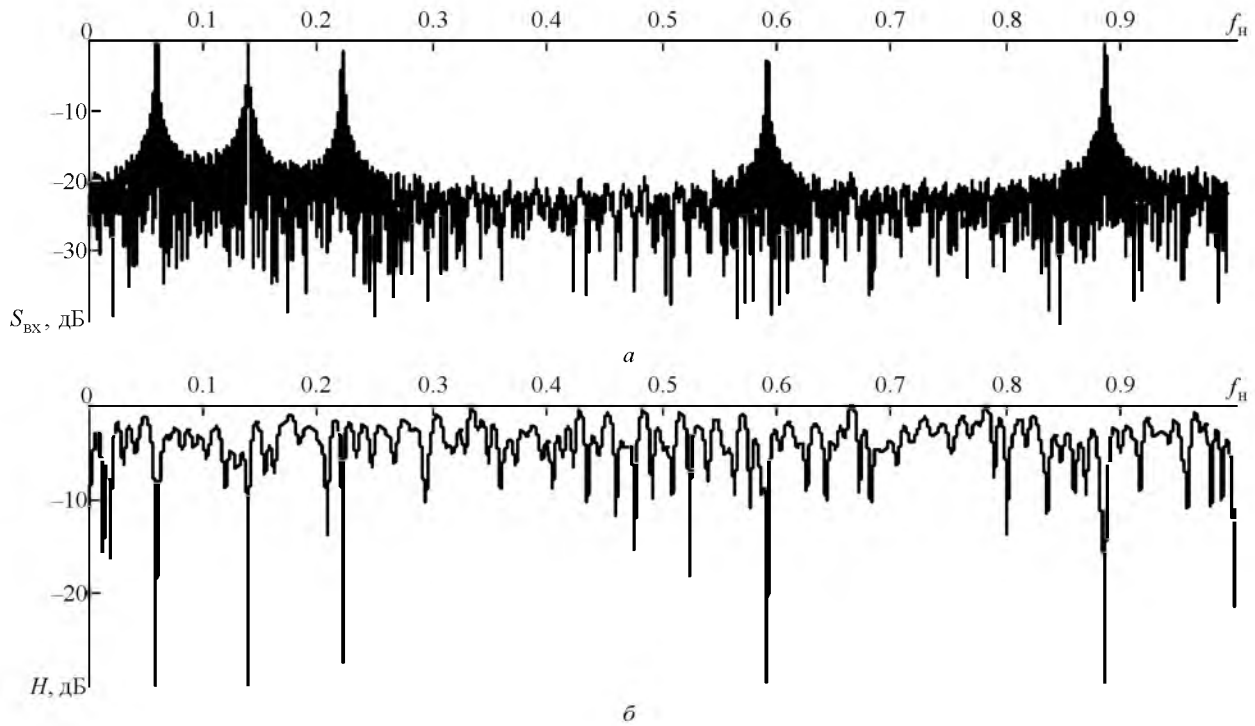


Рис. 3

число отводов моделируемого фильтра должно быть равно длине M -последовательности, т. е. $N = 127$.

Рассмотрим сначала случай узкополосных входных помех, которые при моделировании представляли собой гармонические колебания со случайными начальными фазами и частотами, равномерно распределенными в диапазонах $[0, 2\pi]$ и $[0, 1]f_H$ соответственно (f_H – частота, нормированная на частоту дискретизации M -последовательности). Мощности помех принимались случайными из диапазона $[10, 100]\sigma_n^2/J$.

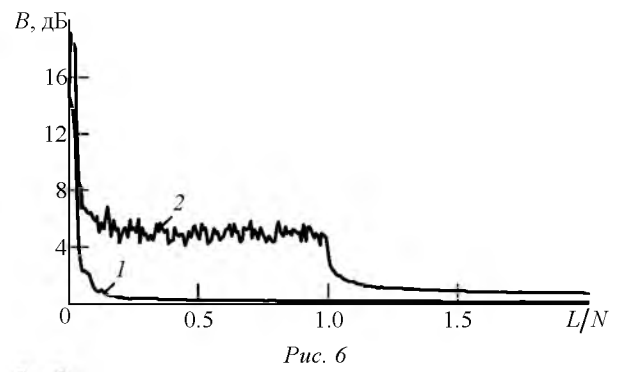
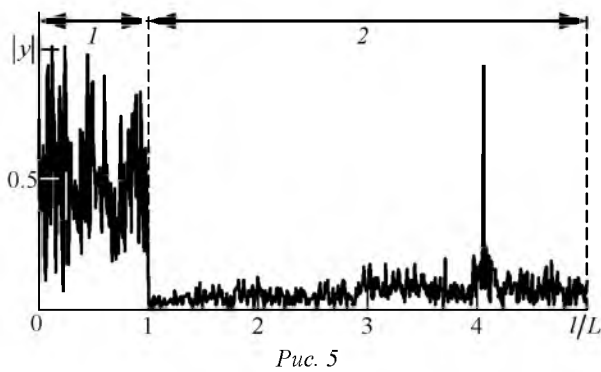
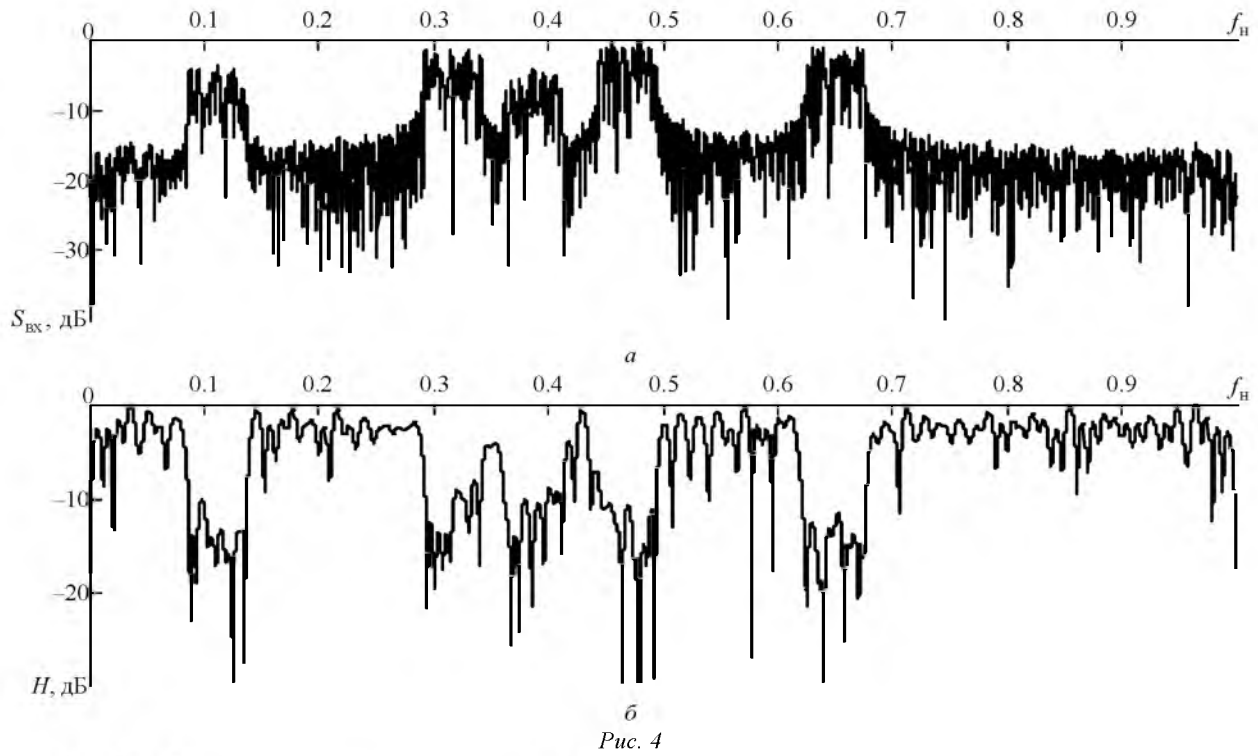
На рис. 3, *a* показан амплитудный спектр одной реализации входного процесса при пяти помехах с $\sigma_n^2 = 1$, на рис. 3, *б* – АЧХ фильтра, весовой вектор которого найден описанным алгоритмом разложения в базисе степенных векторов при длине обучающей выборки $L = N = 127$. Из рис. 3, *б* видно, что в АЧХ фильтра формируются глубокие провалы на тех частотах, на которых располагаются входные помехи.

Рассмотрим теперь случай широкополосных помех. Каждая широкополосная помеха имитировалась как набор из 100 гармоник, расположенных эквидистантно (П-образная помеха). Центральная частота f_i каждой из J помех имела равномерное случайное распределение во всей полосе частот, ширина каждой помехи составляла 0.05 от полосы приемника.

Особый интерес представляет АЧХ адаптивного фильтра. На рис. 4, *a* представлен амплитудный спектр одной случайной реализации $J = 5$ широкополосных помех, а на рис. 4, *б* – модуль АЧХ адаптивного фильтра, коэффициенты которого получены также регуляризованным методом разложения весового вектора в степенном базисе (длина выборки $L = N = 127$). Мощность помех принималась случайной из диапазона $[10, 100]\sigma_n^2/J$.

Пусть в начальный момент времени весовой вектор фильтра $\mathbf{W}^T = \mathbf{S} \cdot |\mathbf{S}|^{-0.5}$, что соответствует весовому вектору неадаптивного согласованного фильтра. Абсолютное нормированное значение выходного сигнала в таком состоянии фильтра показано на рис. 5 в области 1. Весовой вектор сохраняет свое начальное значение в течение всей процедуры адаптации, а по истечении $L = 127$ выборок обновляется в соответствии с (5). Выходной сигнал фильтра после процедуры адаптации показан на рис. 5 в области 2, в которой присутствует сжатый полезный сигнал. Из рис. 5 можно видеть, что применение адаптивного фильтра позволяет выделить полезный широкополосный сигнал из смеси произвольных широкополосных помех.

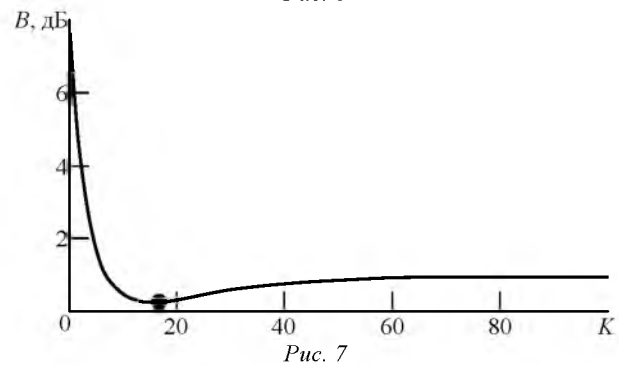
Качество и эффективность предложенного метода оценивались по зависимости потерь в ОСШП от отношения L/N . Потери в ОСШП вычислялись как отношение оптимального ОСШП



$$\eta_{\text{opt}} = \left(\mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{S}_1 \right)^2 / \left(\mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{M} \mathbf{w}_{\text{opt}} \right)$$

к регуляризованному ОСШП (8). Оптимальный весовой вектор определялся как $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}_1$, где \mathbf{S}_1 – использованная M -последовательность в обратном порядке, т. е. сигнал, согласованный с M -последовательностью. При имитационном моделировании также исследована зависимость потерь в ОСШП предложенного метода от числа образованных степенных векторов. Результаты моделирования усреднялись по 1000 реализациям. Число широкополосных помех $J = 5$.

На рис. 6 кривая 1 представляет потери в ОСШП для предложенного метода степенных векторов, кривая 2 – при прямом обращении матрицы. При одинаковом числе обучающих выборок L предложенный метод имеет меньшие потери в



ОСШП по сравнению с методом непосредственного обращения КМ помех.

Потери в ОСШП в зависимости от числа K использованных степенных векторов (длина выборки входного процесса $L = N = 127$) при пяти широкополосных помехах на входе фильтра приведены на рис. 7. Маркером отмечена точка минимальных потерь, достигаемая при $K = 17$.

В настоящей статье получено точное аналитическое решение для весового вектора адаптивного фильтра в базисе степенных векторов. Данный фильтр позволяет максимизировать выходное ОСШП при воздействии на его вход широкополосного полезного сигнала и нескольких широкополосных помех, занимающих часть полосы приема. Предложенный алгоритм эффективно работает при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки).

кополосных помех, занимающих часть полосы приема. Предложенный алгоритм эффективно работает при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
2. Ермолаев В. Т., Краснов Б. А., Флакман А. Г. О синтезе оптимального весового распределения в адаптивных антенных решетках // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т. 26, № 7. С. 874–880.
3. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. Signal processing in adaptive arrays using power basis // Int. J. of Electronics. 1993. Vol. 75, iss. 4. P. 753–765.
4. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин И. С. Регуляризованная оценка весового вектора адаптивной антенной решетки // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641–650.
5. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235–243.
6. Эффективность подавления широкополосной помехи в автокомпенсаторе на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // 9-я Всерос. науч. конф. "Радиолокация и радиосвязь", М., 23–25 нояб. 2015 г. / ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2015. С. 100–105.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
8. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.
9. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 3. С. 543–551.
10. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. 400 с.

Статья поступила в редакцию 18 ноября 2016 г.

Для цитирования: Ястребов А. В. Адаптивный фильтр на основе метода степенных векторов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 5–11.

Ястребов Андрей Викторович – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Сфера научных интересов: радиолокация, адаптивные антенные решетки, цифровая обработка сигналов.

E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

A. V. Yastrebov

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

Adaptive Matched Filter Based on Power Vector Method

Abstract. An adaptive transversal filter capable of suppressing broadband jammers and receiving broadband signal simultaneously is considered. Signal processing algorithm using power vector basis is proposed. Regularized estimation weight vectors for a limited number of samples of the input process that can be both larger and smaller than the number of filter taps are obtained (case of short sampling). Simulation results showing high efficiency of signal processing algorithm are given.

Key words: Adaptive Filter, Power Base, Orthogonalization Procedure, Loss In SNR.

REFERENCES

1. Shirman Ya. D. *Radioelektronnyye sistemy. Osnovy proektnirovaniya i teorii* [Radio Electronic Systems. Bases of Designing and Theory]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2007, 512 p. (In Russian)
2. Ermolayev V. T., Krasnov B. A., Flaksman A. G. On The Synthesis of Optimal Weight Distribution in Adaptive Antenna Arrays. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 1983, vol. 26, no. 7, pp. 874–880. (In Russian)
3. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. Signal Processing in Adaptive Arrays using Power Basis. *Int. J. of Electronics*. 1993, vol. 75, iss. 4, pp. 753–765.
4. Ermolayev V. T., Flaksman A. G., Sorokin I. S. A Regularized Estimation of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 2012, vol. 55, no. 9, pp. 641–650. (In Russian)

5. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Regularization of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array by limiting the Number of Basis Vectors. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 2015, vol. 58, no. 3, pp. 235–243. (In Russian)

6. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. *Effektivnost' podalvenija shirokopolosnoy pomehi v avtokompensatore na osnove metoda stepennykh vektorov* [The Effectiveness of Broadband Interference Suppressing in the Auto Compensator based on a Method of Power Vectors]. *9-ya Vseros. nauch. konf. "Radiolokaciya i radiosvjaz"*. Moskva, 23–25 noyabrja 2015 [9th All Russian scien.-tech. conf. "radar and radio communications". Moscow, Nov. 23–25, 2015]. IRE im. V. A. Kotelnikova RAN

Received November, 18, 2016

For citation: Yastrebov A. V. Adaptive Matched Filter Based on Power Vector Method. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 5–11. (In Russian)

Andrey V. Yastrebov – Master of Science in Radio engineering (2012), Ph.D. student of information radio systems department of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. Area of expertise: radar; adaptive antenna array; digital signal processing.
E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

[Radio Electronics Institute n. a. V. A. Kotelnikov RAS]. Moscow, 2015, pp. 100–105. (In Russian)

7. Widrow B., Stearns S. D. *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall Inc. Englewood Cliff, N.Y. 1985, 219 p.

8. Tikhonov A. I., Arsenine V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnykh zadach* [Methods of Solving Ill-Posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1979, 288 p. (In Russian)

9. Abramovich Yu. I. Regularized method of adaptive filter optimization by the criterion of maximum signal-to-interference ratio. *Radiotekhnika i elektronika* [Radio Engineering and electronics]. 1981, vol. 26, no. 3, pp. 543–551. (In Russian)

10. Voevodine V. V. *Lineynaya algebra* [Linear algebra]. Moscow, *Nauka*, 1980, 400 p. (In Russian)

УДК 621.396.96

В. Ф. Коротков
ООО "Специальный технологический центр" (Санкт-Петербург)
Р. С. Зырянов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения с использованием радиальных базисных функций

Предложен алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения (ИРИ) с усложненной частотно-временной структурой. Алгоритм основан на разбиении классов обучающих данных радиотехнического контроля на подклассы и использовании их для принятия решения о типе ИРИ. Представлен результат тестирования на модельных данных.

Нейронная сеть, радиально-симметричная базисная функция, распознавание типа источника радиоизлучения

При анализе и обработке данных радиотехнического контроля (РТК) методы распознавания типа источника радиоизлучения (ИРИ) занимают одно из центральных мест [1]–[3]. Алгоритмы распознавания [1], [2], реализованные в существующих средствах РТК, требуют от оператора задания ряда параметров, определяющих количество типов (классов) ИРИ и форму и размер областей в пространстве признаков, соответствующих отдельным классам.

На практике операторы, как правило, не имеют априорной информации, необходимой для выбора этих параметров. Кроме того, простые математические модели, лежащие в основе применяемых алгоритмов, не позволяют выделять классы с усложненной частотно-временной структурой (ЧВС), наиболее адекватно отражающие реальные данные. Указанные недостатки часто приводят к неудовлетворительным результатам распознавания.