

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.6.14>

УДК: 621.391.1

МЕТОДЫ ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНОМ ТРАНСВЕРСАЛЬНОМ ФИЛЬТРЕ

В.Ю. Семенов

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
603022, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23

Статья поступила в редакцию 18 марта 2025 г.

Аннотация. Рассматривается одноканальный адаптивный трансверсальный фильтр, обеспечивающий на основе многоотводной линии задержки. Считается, что на фильтр воздействуют широкополосные помехи, что на практике является достаточно сложным случаем. Данная проблема характерна для радиолокационных систем и систем радиоэлектронной борьбы. Предложены два метода цифровой обработки сигналов. Первый метод позволяет минимизировать мощность входных широкополосных помех. Второй метод обеспечивает на выходе фильтра максимальное отношение мощности полезного сигнала (при его наличии) к мощности активных помех на фоне тепловых шумов. Оба метода работают в случае короткой выборки при измерении корреляционной матрицы помех, что уменьшает вычислительную сложность методов. Оба метода имеют возможность адаптивно оценивать эффективное число действующих помех. Получены аналитические решения для оптимальных весовых векторов адаптивного трансверсального фильтра, на основе которого построен адаптивный алгоритм формирования амплитудно-частотной характеристики фильтра. Основное преимущество предлагаемого подхода заключается в адаптивной оценке занимаемой помехами полосы частот и малое количество

выборки на помеху для нахождения весовых коэффициентов. Произведена оценка вычислительной сложности предложенных методов и показано, что они имеют значительно меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы помех.

Ключевые слова: трансверсальный фильтр, линия задержки, адаптивный весовой вектор, степенной базис, широкополосная помеха.

Автор для переписки: Семенов Виталий Юрьевич, vitali.semenov@gmail.com

Введение

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 сигнал шум плюс помеха (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. Если на входе фильтра действуют только помехи, то на его выходе должны быть обеспечена минимальная мощность помех, которые поступают на вход трансверсального фильтра.

При приеме широкополосных сигналов возникает дополнительная 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 [2]. 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, заключающаяся в нахождении вектора весовых коэффициентов адаптивного трансверсального фильтра (АТФ), в общем случае обеспечивающего максимальное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех на выходе [3-4].

Методы формирования весового вектора АТФ при воздействии широкополосных помех исследовались ранее. В зарубежной литературе присутствует достаточное количество работ по адаптивному формированию амплитудно-частотной характеристики фильтра для широкополосных помех [5-10]. При этом рассматривается длинная выборка входного процесса, когда число L выборочных векторов больше числа T отводов в линии задержки ($L > T$). Публикаций для случая короткой выборки входного процесса ($L < T$) мало [11]. Основной метод решения в большинстве работ базируется на прямом обращении корреляционной матрицы $\mathbf{G}$ (КМ) входного процесса в отводах линии задержки. Однако данный метод обладает достаточно высокой вычислительной сложностью, так как число комплексных умножений пропорционально кубу размерности искомого весового вектора.

Для формирования весового вектора адаптивной антенной решетки (ААР) применительно к узкополосным сигналам и помехам предложен и исследован метод степенных векторов [12-13]. В [12] предложено и исследовано представление весового вектора $\mathbf{W}$ в виде конечного разложения по степенным векторам $\mathbf{S}$, $\mathbf{GS}$, $\mathbf{G}^2\mathbf{S}$, ..., $\mathbf{G}^{K-1}\mathbf{S}$, где $\mathbf{S}$ – вектор-фазор полезного сигнала в элементах антенной решетки. Из всех возможных базисных систем базис степенных векторов обладает наименьшей размерностью K , определяемой числом J дискретных (точечных) источников помехи ($K = J + 1$) и не зависящей от числа элементов антенной решетки и числа L выборок входного процесса. Степенные векторы $\mathbf{S}$, $\mathbf{GS}$, $\mathbf{G}^2\mathbf{S}$, ..., $\mathbf{G}^{K-1}\mathbf{S}$ имеют физический смысл корреляционных векторов, что позволяет использовать корреляционные устройства для их формирования [13].

В случаях короткой выборки входного процесса и максимально правдоподобной оценки КМ, в [12] построено регуляризованное решение, которое обеспечивает высокую эффективность подавления помех и обладает относительно невысокой вычислительной сложностью. Объем вычислений пропорционален числу элементов решетки, числу формируемых степенных векторов, участвующих в разложении искомого вектора, и числу выборок адаптации входного процесса.

При воздействии на ААР точечного источника помехи, расположенного под неким углом к нормали ААР, различие комплексных огибающих в приемных каналах будет заключаться в фазовом множителе, 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. Таким образом, 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 [12-13] методы обработки этой информации, можно найти искомый весовой вектор АТФ в виде разложения в базисе степенных векторов. Именно этой достаточно узкой области и посвящена настоящая работа.

1. Метод автокомпенсации широкополосной помехи

Рассмотрим одноканальный автокомпенсатор широкополосной помехи, схема которого приведена на рис. 1. Данное устройство минимизирует только мощность помех на выходе и не оптимизирует мощность полезного сигнала даже если он имеется в эфире.

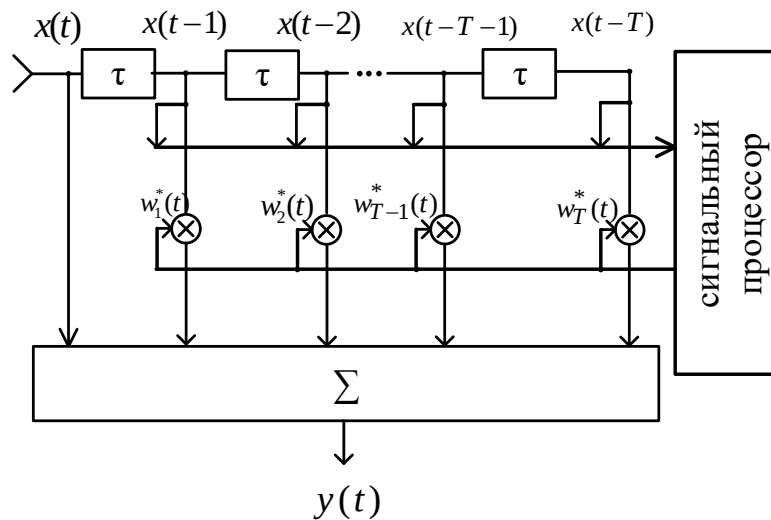


Рис. 1 Схема адаптивного широкополосного АКП.

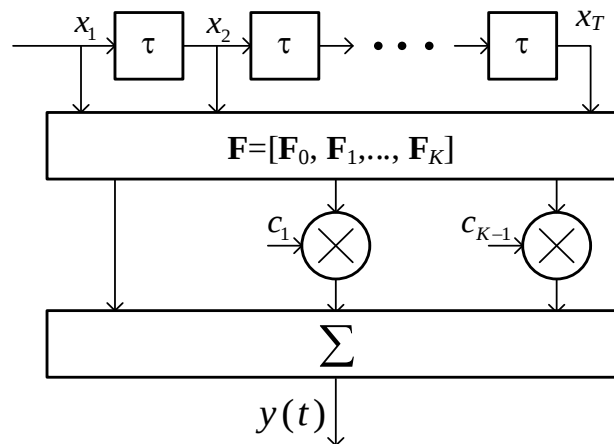


Рис. 2. Схема адаптивного трансверсального фильтра.

Помеха x_0 поступает на вход АКП в виде стационарного случайного комплексного широкополосного процесса. Помеха y на выходе фильтра получается в результате весового суммирования задержанной помехи в отводах ЛЗ и равна:

$$y = x_0 + \mathbf{w}^H \mathbf{X}, \quad (1)$$

где x_0 – комплексная огибающая помехи на входе фильтра, $\mathbf{X}^T = (x_1, x_2, \dots, x_T)$ – вектор комплексных амплитуд помехи в T отводах фильтра, $\mathbf{W}^T = (w_1, w_2, \dots, w_T)$ – вектор весовых коэффициентов, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование. Время задержки $\tau = 1 / F$, где F – частота дискретизации.

Средняя мощность помехи на выходе АКП определяется как $I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2 \rangle$, где $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее. Обозначим $\mathbf{P} = \langle \mathbf{X} x_0^* \rangle$ – корреляционный вектор, элементами которого являются корреляционные моменты $\langle x_i x_0^* \rangle$, $\mathbf{R} = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle$ – корреляционная матрица помехи в отводах ЛЗ размерности $T \times T$ с ij -ым элементом равным $\langle x_i x_j^* \rangle$. Минимизация величины $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению АКП в виде (см., например, [3]):

$$\mathbf{R} \mathbf{W} = -\mathbf{P}. \quad (2)$$

Формальное решение уравнения (2) требует процедуры обращения матрицы:

$$\mathbf{W} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}. \quad (3)$$

При этом для минимальной мощности помехи на выходе АКП будем иметь:

$$I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{W}, \quad (4)$$

где σ_0^2 – мощность помехи в основном канале АКП (перед первым отводом фильтра на рис. 1).

Современные методы цифровой обработки сигналов позволяют выполнять непосредственное обращение корреляционной матрицы. При этом вместо точных корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$ используются их максимально правдоподобные оценки на основе L выборок $x(l\tau)$ входного процесса $x(t)$ АКП [4,5]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l); \quad \hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) x_0^*(l), \quad (5)$$

где $\mathbf{X}(l)$ – выборка вектора комплексных амплитуд помехи в T отводах фильтра.

Вычислительная сложность процедуры обращения корреляционной матрицы пропорциональна T^3 и, следовательно, резко возрастает с ростом числа отводов ЛЗ. Другая проблема связана с тем, что при $L \approx T$ матрица $\hat{\mathbf{R}}$ в (5) является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа отводов ЛЗ ($L < T$), становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач [15]. Для их решения следует использовать методы регуляризации [16].

Подобные проблемы характерны для адаптивных антенных решеток. Для таких систем предложен ряд методов регуляризации весового вектора. В частности, представляют интерес методы обработки сигналов на основе степенного метода, основанного на представлении весового вектора в виде конечного разложения по степенным векторам [13,14]. Эффективность подавления помехи с помощью указанного метода является высокой, а вычислительные затраты – относительно низкими, так как имеют линейную зависимость от числа элементов антенной решетки и числа L выборок помехи. Учитывая схожесть принципов пространственной обработки сигналов в антенных решетках и временной обработки в широкополосных компенсаторах помехи, представляет интерес исследование эффективности степенного метода в АКП для широкополосных помех.

Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (2) АКП. Будем считать, что широкополосная помеха формируется J' ($J' \leq T$) дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае комплексную огибающую процесса в m -ом отводе фильтра можно представить в виде:

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j \exp \left[i \left(2\pi f_j (t - m\tau) + \phi_j \right) \right] + n(t - m\tau), \quad (6)$$

где $n(t)$ – собственный шум на входе АКП с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 , σ_j – случайная амплитуда j -ой помехи частоты f_j , ϕ_j – случайная фаза с равномерным распределением в интервале $[0, 2\pi]$, $m = 0 \div T$.

Обозначим вектор-фазор размерности $T \times 1$:

$$\Phi_j = \exp \left[i 2\pi f_j \mathbf{T} \right], \quad \text{где } \mathbf{T} = \tau [1, 2, \dots, T]^T, \quad (7)$$

тогда для корреляционного вектора $\mathbf{P}$ и корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ будем иметь:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \\ \mathbf{P} &= \langle \mathbf{X} x_0^* \rangle = \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j^2 \Phi_j. \end{aligned} \quad (8)$$

Корреляционный вектор $\mathbf{P}$ лежит в подпространстве, образованном векторами Φ_j . Корреляционная матрица $\mathbf{R}$ имеет в этом подпространстве J' собственных векторов $\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_{J'}$, соответствующих J' собственным числам $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{J'}$. Другие собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве, свободном от источников помехи и имеют размерность $(T - J')$. Применяя разложение по проекционным матрицам [16], получим следующие выражения для обратной корреляционной матрицы и весового вектора:

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{j=1}^{J'} \frac{1}{\lambda_j} \mathbf{U}_j \mathbf{U}_j^H + \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=1}^{J'} \mathbf{U}_j \mathbf{U}_j^H \right), \quad (9)$$

$$\mathbf{W} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = - \sum_{j=1}^{J'} \frac{1}{\lambda_j} \left(\mathbf{U}_j^H \mathbf{P} \right) \mathbf{U}_j. \quad (10)$$

Формула (9) показывает, что оптимальный весовой вектор АКП принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_j . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим

систему степенных векторов: $\mathbf{P}$, $\mathbf{R}\mathbf{P}$, $\mathbf{R}^2\mathbf{P}, \dots, \mathbf{R}^{K-1}\mathbf{P}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq J'$ [13].

На практике мы имеем дело с L обучающими выборками помехи и пользуемся максимально правдоподобными оценками (3) для матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$. В этом случае число K независимых базисных степенных векторов становится равным числу линий задержки T , если $L \geq T$, или числу выборок L , если $L < T$. Это обусловлено случайным характером оценок (5) и связано с ограниченным числом выборок L . Формальное применение процесса ортогонализации (11) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальной размерностью. В свою очередь, это приводит к уменьшению эффективности подавления помехи и возрастанию вычислительной сложности.

Собственные числа матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ из (8) являются неотрицательными случайными числами и могут принимать значения, близкие или равные нулю, а корреляционный вектор $\hat{\mathbf{P}}$ имеет ненулевые случайные компоненты в подпространстве размерности $(T-J')$, ортогональном подпространству источников помехи. В результате вместо (10) для оценки весового вектора МКП получается следующая формула:

$$\hat{\mathbf{W}} = -\hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{P}} = -\left(\sum_{k=1}^{J'} \frac{1}{\hat{\lambda}_k} (\hat{\mathbf{U}}_k^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_k + \sum_{k=J'+1}^T \frac{1}{\hat{\lambda}_k} (\hat{\mathbf{U}}_k^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_k \right), \quad (11)$$

где $\hat{\lambda}_k$ – собственные числа матрицы $\hat{\mathbf{R}}$.

Второе слагаемое в скобках может принимать большие значения, когда собственные числа близки к нулю, или быть полностью неопределенным, если хотя бы одно собственное число равно нулю. В этом проявляется некорректность решения. Заметим, что этот эффект имеет общий характер и проявляется при использовании любого адаптивного алгоритма, если регуляризация не применяется. При $L = \infty$ второе слагаемое в (16) стремится к нулю, и решение становится корректным.

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. В данном случае учтем априорную информацию о том, что в системе имеется собственный шум с известными статистическими характеристиками. Корреляционная матрица собственного шума в компенсационных каналах имеет вид матрицы $\gamma \mathbf{I}$, где γ – некий действительный коэффициент. Такая же корреляционная матрица собственного шума должна быть и после ортогонализации, поскольку система базисных векторов ортонормирована. Каждый дополнительный базисный вектор в (12) не только способствует уменьшению мощности помехи на выходе АКП, но и добавляет долю собственного шума мощностью γ . Минимум мощности помехи на выходе АКП должен получиться тогда, когда мощность компенсированной помехи при добавлении нового вектора в (2) равна мощности добавленного при этом собственного шума. Если мощность компенсированной помехи становится меньше мощности добавленного собственного шума, то процесс ортогонализации следует останавливать и такой базисный вектор не следует принимать во внимание. Такова идея регуляризации в нашем случае.

С учетом добавления собственного шума на каждом шаге ортогонализации (11), оценку выходной мощности помехи предлагается выполнять по обучающей выборке длины L следующим образом:

$$\hat{I}_{\min}(n) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y(l, n)|^2 + \sigma_0^2 + \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{W}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left| x_0(l) + \hat{\mathbf{W}}^H(n) \mathbf{X}(l) \right|^2 + \sigma_0^2 + \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{W}}, \quad (12)$$

где $\hat{\mathbf{W}}$ – рассчитанный весовой вектор АКП при использовании n штук степенных векторов.

2. Метод согласованной фильтрации полезного сигнала в условиях воздействия широкополосной помехи

Рассмотрим АТФ, состоящий из ЛЗ с T отводами, на выходе каждого из которых имеется регулируемый комплексный весовой коэффициент. Структурная схема АТФ представлена на рис. 2. Вторым предлагаемым методом позволяет выполнить поиск весового вектора $\mathbf{W}$ АТФ в случае короткой выборки исходя из уравнения [3]:

$$\mathbf{M}\mathbf{W} = \mathbf{S}, \quad (13)$$

где $\mathbf{M}$ – КМ комплексных огибающих входного шума во всех отводах АТФ, $\mathbf{S}$ – вектор коэффициентов импульсной характеристики неадаптивного согласованного с полезным сигналом фильтра. Предлагаемый метод учитывает наличие полезного сигнала в эфире и позволяет максимизировать отношение мощности полезного сигнала к мощности помех и тепловых шумов на выходе АТФ.

Помеха на выходе АТФ получается в результате весового суммирования задержанной входной помехи в T отводах АТФ и равна:

$$y = \mathbf{W}^H \mathbf{X}, \quad (14)$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_T]^T$ – вектор комплексных амплитуд помехи,

$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_T]^T$ – вектор весовых коэффициентов,

$(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование.

При адаптивной обработке вместо точного вектора $\mathbf{W}$ используется вектор $\hat{\mathbf{W}}$, полученный на основе максимально правдоподобной оценки $\hat{\mathbf{M}}$ КМ $\mathbf{M}$ по L временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса $\mathbf{X}(l) = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_T(l)]^T$, где $x_n(l) = x_{n-1}(l+1)$ и $l = 1 \div L$ [3]:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}(l) \mathbf{X}(l)^H. \quad (15)$$

Затем в соответствии с (13) находится весовой вектор $\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{s}$. Однако, такую оценку весового вектора нельзя рекомендовать для практического

использования по тем же причинам, что и для матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ из первого метода для АКП.

Найдем решение (13) с помощью метода степенных векторов. Учитывая статистическую независимость отдельных источников помех, для КМ $\mathbf{M}$ будем иметь:

$$\mathbf{M} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^H \rangle = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \quad (16)$$

где σ_0^2 – мощность собственного шума в отводах фильтра, σ_j^2 – мощность j -ой помехи, J – число источников помех, $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $\langle \rangle$ – операция статистического усреднения.

Оптимальный весовой вектор принадлежит подпространству размерности $J' + 1$, образованному векторами $\mathbf{S}$ и Φ_j ($j = 1, 2, \dots, J$) [12]. В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов, например, систему степенных векторов $\mathbf{S}, \mathbf{MS}, \mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^K\mathbf{S}$ с числом линейно-независимых векторов меньшим либо равным числу действующих однотоновых помех $K \leq J'$ без учета вектора-фазора $\mathbf{S}$ полезного сигнала [12].

В [12] показано что на основании метода степенных векторов весовой вектор АФИ можно представить в виде:

$$\mathbf{W} = c_0 \mathbf{F}_0 + c_1 \mathbf{F}_1 + \dots + c_{K-1} \mathbf{F}_{K-1}, \quad (17)$$

где $c_0, c_1, \dots, c_{K-1}$ – коэффициенты разложения, которые необходимо определить, K – число сформированных степенных векторов $\mathbf{F}_k$.

Формальное применение процесса ортогонализации при использовании выборочной КМ (15) приводит к образованию ортонормированной системы степенных векторов с максимальной размерностью T , равной числу отводов ЛЗ в АТФ. В свою очередь, это приводит и к уменьшению эффективности подавления помехи и к возрастанию вычислительной сложности.

Для регуляризации решения математической задачи обычно рекомендуется использовать имеющуюся априорную информацию, исходя

из физического содержания задачи [17]. Как и в случае с АКП учтем априорную информацию о том, что в каждом отводе фильтра имеется собственный шум мощностью σ_0^2 . Из структурной схемы рассматриваемого фильтра (см. рис. 2) следует, что каждый k -ый дополнительно сформированный степенной вектор не только обеспечивает уменьшение мощности внешних помех на величину $\Delta P(k) = P(k-1) - P(k)$, но и увеличивает мощность выходных собственных шумов на величину $\sigma_0^2 |c_k F_k|^2 = \sigma_0^2 c_k^2$. При увеличении числа каналов вначале преобладает эффект подавления внешних помех, а затем – эффект добавления собственного шума. Поэтому процесс ортогонализации следует останавливать при таком k , при котором начинает выполняться условие $\Delta P(k) < \sigma_0^2 c_k^2$, причем текущий степенной вектор F_k не следует включать в разложение (17).

Таким образом, регуляризованную оценку отношение сигнал-шума плюс помеха на выходе АТФ можно представить в виде:

$$\hat{\eta}_{\max} = \frac{|\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{S}|^2}{\hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{M}}_r \hat{\mathbf{W}}} = \frac{|\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{S}|^2}{\hat{\mathbf{W}}^H (\hat{\mathbf{M}} + (1 + \sum_{k=1}^K |c_k|^2) \mathbf{I}) \hat{\mathbf{W}}}. \quad (18)$$

Таким образом в момент возникновения экстремума (максимума) зависимости $\hat{\eta}_{\max}$ от числа сформированных степенных векторов предлагается останавливать процедуру формирования весового вектора АТФ (17).

В [12-13] показано, что количество комплексных умножений, необходимое для вычисления весового вектора для узкополосных помех пропорционально числу входов ААР, числу обучающих выборок помехи и числу K' образованных степенных векторов. Для рассматриваемого случая подавления широкополосных с помощью АТФ помех с учетом наличия T отводов ЛЗ необходимое количество комплексных умножений составляет $\sim TLK'$. Следовательно, вычислительная сложность предложенного метода оценки весового вектора АТФ на основе регуляризованного разложения в базисе степенных векторов, значительно ниже вычислительной сложности метода непосредственного обращения выборочной КМ помех, которая составляет $(\sim T^3)$ комплексных умножений.

3. Модель широкополосной помехи

В работе была использована П-образная модель широкополосной помехи. Данная модель может иметь место в реальной радиолокационной помеховой обстановке [17]. Каждая из помех моделировалась как набор из $V = 10$ гармоник эквидистантно расположенных. Центральная частота каждой помехи f_j имела равномерное случайное распределение во всей полосе частот, ширина каждой помехи $a = 0,05$ от полосы приемника. Мощность каждой помехи была случайной из диапазона $[10 \sigma_n^2 \dots 100 \sigma_n^2]/J$.

На рис. 3 показан спектр одной из реализаций помеховой обстановки для $J = 3$ широкополосных помех. На рис. 4 построена функция временной корреляции указанной помеховой обстановки.

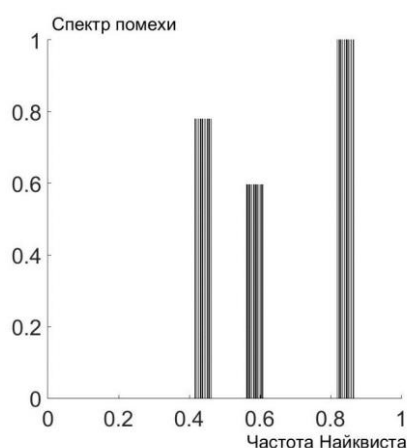


Рис. 3. Спектр случайной реализации модели помехи.

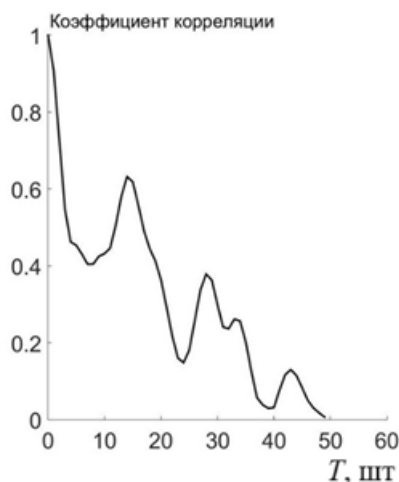


Рис. 4. Функции временной корреляции модели широкополосной помехи.

4. Результаты численного моделирования

Для проверки эффективности предложенных методов временной обработки сигналов для АКП и АТФ было проведено численное моделирование. Длина ЛЗ для АКП в общем случае может быть переменной, т.к. она не зависит от полезного сигнала. При моделировании АКП она равнялась $T = 16$. Длина ЛЗ в АТФ определяется длиной полезного сигнала, мощность которого на выходе АТФ необходимо максимизировать. В качестве полезного сигнала была выбрана М-последовательность длиной $T = 63$. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000.

На рис. 5 изображен коэффициент подавления широкополосной помехи в АКП с помощью первого метода обработки (12) в зависимости от числа выборок L , нормированного на длину ЛЗ $T = 16$ при $J = 3$ помехах в эфире. Число выборок помехи равнялось $L = 8$ (случай короткой выборки). Сплошная кривая относится к предложенному методу обработки (11), а пунктирная – традиционному (3). Из рис. 5 видно, что предложенный метод подавляет помехи при $L/N < 1$ в отличие от традиционного.

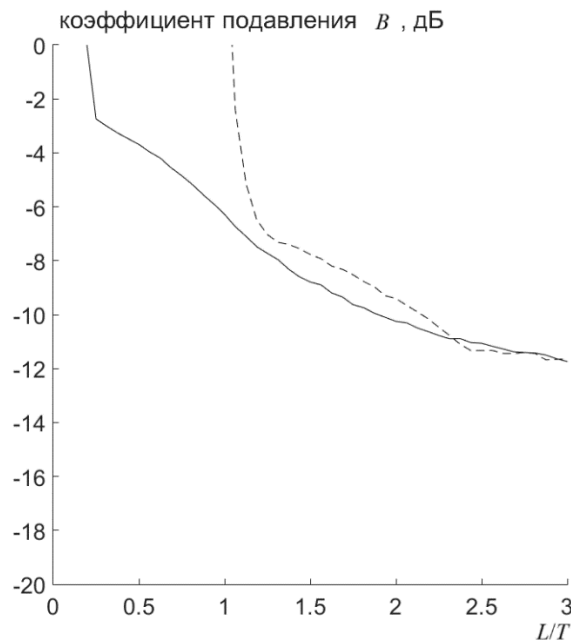


Рис. 5. Коэффициент подавления АКП в зависимости от числа линий задержки трансверсального фильтра.

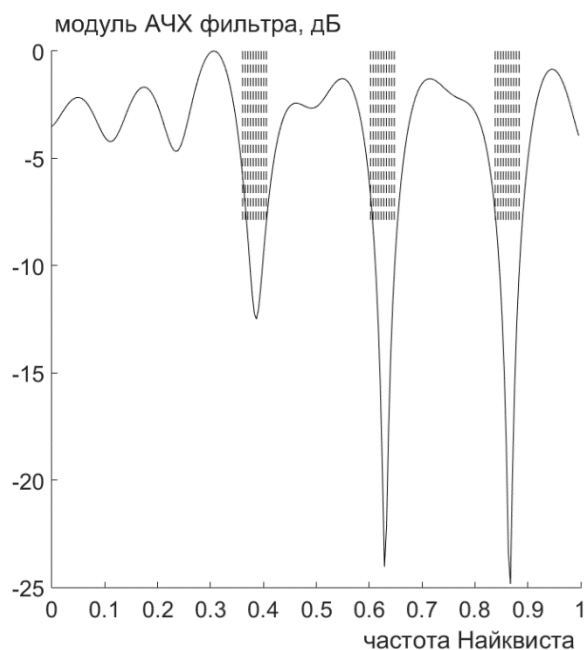


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика фильтра, настроенного на случайную реализацию широкополосной помехи.

На рис. 6 дан модуль амплитудно-частотной характеристики АКП, сформированного в соответствии с предложенным алгоритмом в зависимости от частоты Найквиста для случайной реализации помеховой обстановки. Пунктирными вертикальными линиями обозначены частоты, на которых была сформирована помеха. Рис. 6 показывает, что провалы в амплитудно-частотной характеристике трансверсального фильтра формируются на тех частотах, на которых действует помеха.

На рис. 7 для приведены зависимости потерь отношения сигнал-шум плюс помеха ОСШП (18) в АТФ в зависимости от нормированного числа выборок L / T при $J = 3$ помехах в эфире. Число выборок при измерении КМ равнялось $L = 32$, длина ЛЗ $T = 63$ (тоже случай короткой выборки). Сплошная кривая относится к предложенному методу обработки (17), а пунктирная — прямому обращению КМ. Видно, что потери в ОСШП (12) на выходе АТФ у предлагаемого метода значительно ниже потерь в ОСШП метода непосредственного обращения выборочной КМ помех при короткой обучающей выборке $L < T$.

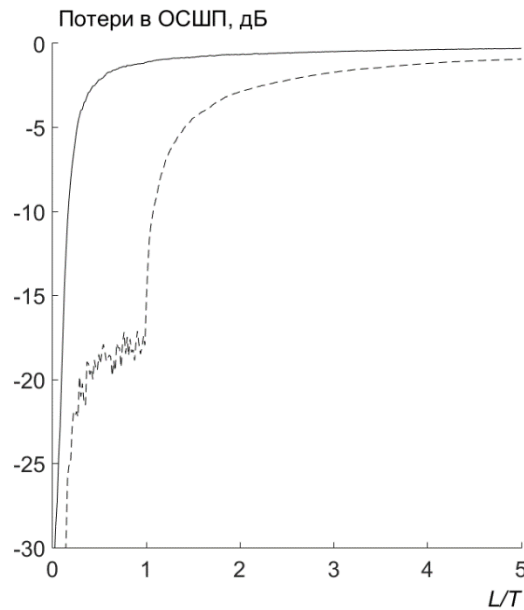


Рис. 7 Потери в ОСШП в зависимости от нормированного числа выборок помех.

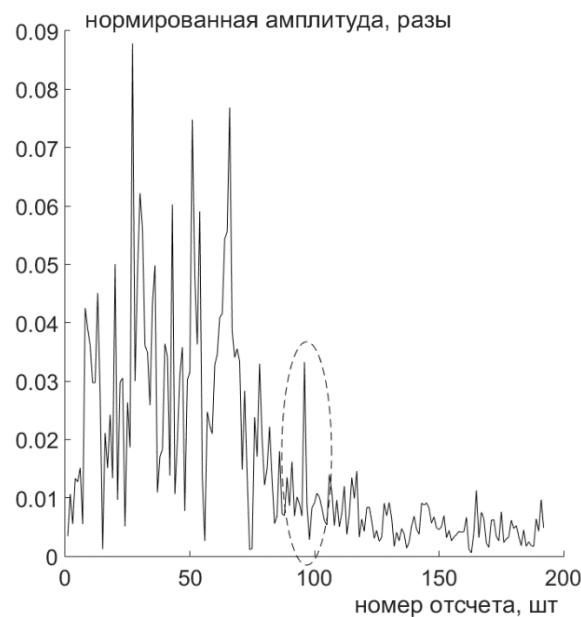


Рис. 8. Процесс, состоящий из суммы полезного сигнала и помех, после подавления помех

На рис. 8 изображен выходной процесс АТФ после процедуры адаптации, содержащий на входе АТФ смесь $J = 3$ широкополосных помех и M -последовательности длиной 63 в качестве полезного сигнала. Пусть в начальный момент времени весовой вектор фильтра равен $\mathbf{W}^T = \mathbf{S} \cdot |\mathbf{S}|^{-0.5}$, что соответствует весовому вектору неадаптивного согласованного фильтра. Весовой вектор сохраняет свое начальное значение в течении всей процедуры

адаптации, а по истечению $L = 63$ выборка обновляется. Пунктиром отмечен момент выделения М-последовательности на фоне шумов. Из рис. 8 можно видеть, что применение адаптивного фильтра позволяет выделить полезный широкополосный сигнал из смеси широкополосных помех.

Заключение

Предложены два метода временной обработки сигналов в адаптивном трансверсальном фильтре в случае воздействия на вход помех. Получены аналитические решения для весовых векторов адаптивного фильтра в базисе степенных векторов. Первый метод минимизирует мощность широкополосных помех на выходе фильтра, второй метод – максимизирует отношение сигнал-шум плюс помеха. В отличие от известных работ основное внимание уделяется случаю воздействия на фильтр широкополосных помех. Предложенные алгоритмы эффективно работают при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки). В этом случае максимально правдоподобная оценка КМ является вырожденной. Найдено регуляризованное решение для оценки весового вектора, основанное на статистически корректном ограничении размерности степенного базиса. Приведенные результаты численного моделирования показывают, что степенной метод обеспечивает более высокую эффективность в случае короткой выборки и меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы. Требуемое число комплексных умножений для алгоритма имеет линейную зависимость от числа выборок, числа линий задержки и числа эффективного числа помех помехи.

Литература

1. Ширман Я. Д. и др. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник //Радиотехника. – 2007. – Т. 512.
2. Fu W., Jiang D. Radar wideband digital beamforming based on time delay and phase compensation //International journal of electronics. – 2018. – Т. 105. – №. 7. – С. 1144-1158. <https://doi.org/10.1080/00207217.2018.1426121>
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ.– М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
5. Ahmad Z., Yaoliang S., Du Q. Adaptive wideband beamforming based on digital delay filter //Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2016. – Т. 15. – №. 3. – С. 261-274. <https://doi.org/10.1590/2179-10742016v15i3630>
6. Liu W. Adaptive broadband beamforming with spatial-only information //2007 15th International Conference on Digital Signal Processing. – IEEE, 2007. – С. 575-578. <https://doi.org/10.1109/icdsp.2007.4288647>
7. Dong T. et al. Broadband frost adaptive array antenna with a farrow delay filter //International Journal of Antennas and Propagation. – 2018. – Т. 2018. – №. 1. – С. 3574929. <https://doi.org/10.1155/2018/3574929>
8. Wang G. et al. Wideband Transmitting Adaptive Digital Beamforming Based on Sub-Band Multiple Linear Constrained Minimum Variance Method //Progress In Electromagnetics Research M. – 2018. – Т. 75. – С. 113-120. <https://doi.org/10.2528/pierm18082101>
9. Bucciarelli M. et al. Integration of Frequency Domain Wideband Antenna Nulling and Wavenumber Domain Image Formation for Multi-Channel SAR //International Journal of Antennas and Propagation. – 2016. – Т. 2016. – №. 1. – С. 2834904. <https://doi.org/10.1155/2016/2834904>

10. Hema N., Kidav J. U., Lakshmi B. VLSI architecture for broadband MVDR beamformer //Indian Journal of Science and Technology. – 2015. – Т. 8. – №. 19. – С. 1-10. <https://doi.org/10.17485/ijst/2015/v8i19/77051>
11. Berkun R., Cohen I., Benesty J. Combined beamformers for robust broadband regularized superdirective beamforming //IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2015. – Т. 23. – №. 5. – С. 877-886. <https://doi.org/10.1109/taslp.2015.2410139>
12. Ермолаев В.Т., Семенов В.Ю., Сорокин И.С., Флакман А.Г., Ястребов А.В. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов //Изв. вузов. Радиофизика. – 2015. – Т. 58. – №. 3. – С. 235-243.
13. Ермолаев В.Т., Семенов В.Ю., Сорокин И.С., Флакман А.Г.. Применение метода степенных векторов для адаптивной обработки сигналов в многолучевых антенных решетках //Известия ВУЗов. Радиофизика. – 2016. – Т. 59. – №. 10. – С. 948.
14. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха //Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26. – №. 3. – С. 543-551.
15. Тихонов А.И., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1979. – 288 с.
16. Воеводин В.В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. – 400 с.
17. Максимов М.В. Защита от радиопомех. М.: Советское радио, 1976.

Для цитирования:

Семенов В.Ю. Методы временной обработки сигналов в адаптивном трансверсальном фильтре. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.6.14>