

АКТИВНОЕ ШУМОПОДАВЛЕНИЕ: АРХИТЕКТУРЫ, АЛГОРИТМЫ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-8-4-12

Manuscript received 12 June 2025;
Accepted 17 July 2025

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ "Курчатовский институт"

Джиган Виктор Иванович,
Национальный исследовательский центр
"Курчатовский институт", Москва, Россия,
dzhigan_vi@nrcki.ru

Ключевые слова: активное шумоподавление, традиционная архитектура, модифицированная архитектура, LMS-алгоритм, RLS-алгоритм, акустический импульсный отклик

В работе отмечается широкое использование цифровой обработки сигналов в оборудовании современных систем связи, а также в изделиях промышленной электроники, медицинской и бытовой техники. Одним из направлений такой обработки является активное шумоподавление. С его помощью осуществляется подавление акустических шумов в воздухе за счет формирования и излучения аналогичных шумов с противоположной фазой в точке пространства, где производится это подавление. Сегодня существует три вида устройств активного шумоподавления: без обратной связи, с обратной связью и с двумя видами связи одновременно. Рассматривается устройство активного шумоподавления без обратной связи как наиболее простое и предназначенное для подавления узкополосных и широкополосных шумов. Описываются принципы работы такого устройства с традиционной и модифицированной архитектурами. Показано, что в традиционной архитектуре могут быть использованы только адаптивные фильтры на основе простых алгоритмов градиентного спуска по критерию наименьшего квадрата при условии использования в этих алгоритмах малого шага сходимости, гарантирующего устойчивую работу фильтра, но при медленной его сходимости. Кроме того, в такой архитектуре нельзя использовать адаптивные фильтры на основе более эффективных рекурсивных адаптивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов. Напротив, в модифицированной архитектуре в градиентных алгоритмах можно использовать увеличенный шаг сходимости. При этом гарантируется устойчивая работа адаптивных фильтров и обеспечивается высокая скорость их сходимости. Также в этой архитектуре можно использовать рекурсивные адаптивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов. Результаты моделирования подтверждают работоспособность рассмотренных устройств активного шумоподавления и демонстрируют сравнительную эффективность их работы. Наилучшие показатели демонстрирует модифицированная архитектура с адаптивным фильтром на основе рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов, которая обеспечивает самый короткий переходный процесс по сравнению с традиционной и модифицированной архитектурами с адаптивными фильтрами на основе градиентного алгоритма, а также в рассмотренных условиях моделирования обеспечивает подавления шума на 51 дБ, в то время как обе архитектуры с адаптивными фильтрами на основе градиентного алгоритма обеспечивают это подавление на 39 ... 43 дБ.

Информация об авторе:

Джиган Виктор Иванович, доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник отдела проблем проектирования в микроэлектронике, Национальный исследовательский центр "Курчатовский институт", г. Москва, Россия. ORCID 0000-0001-7485-1623

Для цитирования:

Джиган В.И. Активное шумоподавление: архитектуры, алгоритмы и их параметры // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №8. С. 4-12.

For citation:

V.I. Djigan, "Active Noise Control: Architectures, Algorithms and its Parameters", T-Comm, 2025, vol. 19, no. 8, pp. 4-12. (in Russian)

Введение

Цифровая обработка звуковых сигналов сегодня играет важную роль в оборудовании современных средствах связи, а также в изделиях промышленной электроники, медицинской и бытовой техники. Поскольку такие сигналы, как правило, являются нестационарными, то для их обработки часто применяют цифровые устройства с изменяемыми во времени параметрами. Основным элементом большинства таких устройств является адаптивный фильтр [1, 2]. Адаптивный фильтр – это фильтр, весовые коэффициенты (ВК) которого изменяются на каждом отсчете обрабатываемых сигналов. В адаптивном фильтре ВК вычисляются с помощью различных алгоритмов, данными для которых служат отсчеты его входных и выходных сигналов. Эти вычисления в большинстве случаев носят итерационный характер, а длительность итераций совпадает с периодом дискретизации обрабатываемых сигналов.

Наиболее известные адаптивные устройства обработки звуковых сигналов – это компенсаторы сигналов электрического эха в оборудовании проводных телефонных сетей [3], компенсаторы сигналов акустического эха в устройствах громкоговорящей связи [4, 5], выравнители (эквалайзеры) амплитудно-частотных характеристик акустических каналов в оборудовании высококачественного воспроизведения звука [6, 7], устройства подавления сигналов акустических шумов [8, 9] и устройства активного подавления акустических шумов в воздухе [10-14].

В настоящее время существует три основных вида устройств активного шумоподавления: без обратной связи, с обратной связью и с обеими видами связи одновременно [10]. На практике наиболее широкое распространение получили устройства активного шумоподавления без обратной связи (рис. 1).

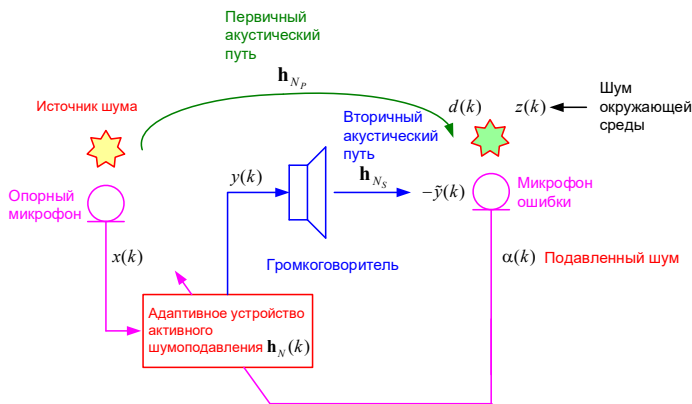


Рис. 1. Общая архитектура устройства активного шумоподавления без обратной связи

Такие устройства используют одноканальный адаптивный фильтр и характеризуются невысокой вычислительной сложностью, в то время как устройства с обеими видами связи характеризуются более высокой вычислительной сложностью, так как в них требуется использовать двухканальный адаптивный фильтр с большим суммарным числом ВК. Под вычислительной сложностью алгоритмов в цифровой обработке сигналов понимается число арифметических операций (умножений и сложений), приходящихся на одну итерацию работы

алгоритма (один отсчет обрабатываемых сигналов). Устройства активного шумоподавления, в которых присутствует обратная связь, в основном ориентированы на компенсацию узкополосных акустических шумов, которые на практике встречаются не так часто.

Устройство активного шумоподавления (рис. 1) работает следующим образом. В нем используются два микрофона. Опорный микрофон располагается рядом с источником акустического шума $x(k)$, а микрофон ошибки – в точке пространстве, где требуется подавить этот шум, прошедший через фильтр первичного акустического пути (от опорного микрофона до микрофона ошибки), дискретная модель которого описывается вектором ВК \mathbf{h}_{N_p} . Поэтому шум на выходе фильтра первичного акустического пути – это сигнал

$$d(k) = \mathbf{h}_{N_p}^T \mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k),$$

где $\mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k)$ – вектор задержанных отсчетов сигнала $x(k)$ в этом фильтре.

В настоящей статье k – это номера отсчетов сигналов, совпадающие с номерами итераций работы алгоритма, вычисляющего ВК адаптивного фильтра, и следующие с периодом дискретизации этих сигналов

$$T_d = 1 / F_d,$$

где F_d – это частота дискретизации. В статье векторы обозначаются строчными жирными прямыми буквами, матрицы – прописными прямыми жирными буквами, верхний индекс T в обозначении векторов и матриц обозначает операцию транспонирования этих векторов и матриц, нижний индекс в векторах, например N , обозначает число элементов в векторе, а аналогичный индекс в квадратной матрице – число ее элементов, равное $N \times N$.

В адаптивном фильтре ВК $\mathbf{h}_N(k)$ обновляются на каждой итерации его работы в результате обработки сигналов источника шума $x(k)$ и подавленного шума – сигнала ошибки $\alpha(k)$.

Шум $d(k)$ подавляется в воздухе путем излучения громкоговорителем такого же шума, но с противоположной фазой, т.е. $-\tilde{y}(k) \approx -d(k)$. Компенсационный сигнал $\tilde{y}(k)$ формируется последовательно путем сначала фильтрации сигнала $x(k)$ адаптивным фильтром как

$$y(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1) \mathbf{x}_N(k),$$

где $\mathbf{x}_N(k)$ – это вектор задержанных отсчетов сигнала $x(k)$ в этом фильтре, а затем путем фильтрации сигнала $y(k)$ фильтром вторичного акустического пути (от громкоговорителя до микрофона ошибки) как

$$\tilde{y}(k) = \mathbf{h}_{N_s}^T \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k),$$

где $\mathbf{h}_{N_s}^T$ – это вектор ВК дискретной модели фильтра вторичного акустического пути, а $\mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k)$ – вектор задержанных отсчетов сигнала $y(k)$ в этом фильтре. На каждой итерации

работы адаптивного фильтра его выходной сигнал $y(k)$ формируется при использовании ВК $\mathbf{h}_N(k-1)$, вычисленных на предыдущей итерации, так как этот сигнал используется в вычислениях ВК.

Сигнал ошибки формируется как

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - \tilde{y}(k), \quad (1)$$

где $z(k)$ – это шум окружающей среды.

Таким образом, в устройстве шумоподавления акустическая волна сигнала $d(k)$ и акустическая волна сигнала $-\tilde{y}(k) \approx -d(k)$ компенсируют друг друга в воздухе, а результат этой компенсации в виде электрического сигнала $\alpha(k)$ образуется на выходе микрофона ошибки. По этой причине такое шумоподавление называется активным, так как осуществляется не на уровне электрических сигналов, а на уровне акустических волн этих сигналов.

Эффективность устройства активного шумоподавления определяется его архитектурой, числом N ВК адаптивного фильтра и числом N_s ВК фильтра оценки вторичного акустического пути, который используется в устройстве, а также разновидностью алгоритма вычисления ВК адаптивного фильтра и его параметрами.

Целью настоящей работы является анализ двух архитектур (традиционной и так называемой модифицированной) устройства активного шумоподавления при использовании в них адаптивного фильтра на основе простейшего алгоритма по критерию наименьшего квадрата (Least Mean Square, LMS) и адаптивного фильтра на основе более сложного, но и одновременно более эффективного, рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) [1, 2]. Путем компьютерного моделирования в работе демонстрируется работоспособность данных архитектур и сравнивается их эффективность в зависимости от используемых алгоритмов и их параметров при числе ВК адаптивного фильтра, меньшем теоретически требуемого значения. Данные вопросы изложены в двух следующих разделах настоящей работы.

Архитектуры и алгоритмы устройства активного шумоподавления без обратной связи

Архитектура традиционного устройства активного шумоподавления без обратной связи приведена на рис. 2. Здесь зелеными пунктирными линиями выделена акустическая среда, а черными пунктирными линиями – собственно устройство шумоподавления. Микрофоны, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи на рисунке не показаны. Формируемые ими сигналы следуют в дискретные моменты времени

$$t_k = kT_d.$$

Строго говоря, архитектура (рис. 2) не вполне корректна с точки зрения теории адаптивной фильтрации. Фактически, с ее помощью решается классическая задача прямой идентификации линейной системы, описываемой фильтром первичного акустического пути с ВК \mathbf{h}_{N_p} .

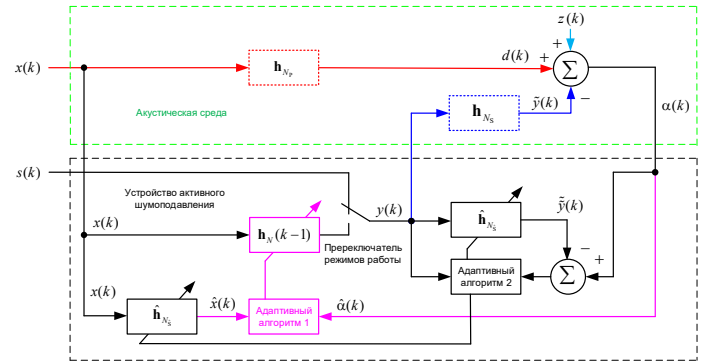


Рис. 2. Архитектура традиционного устройства активного шумоподавления

Однако идентификация осуществляется не с помощью адаптивного фильтра с ВК $\mathbf{h}_N(k)$, а с помощью каскадного соединения этого фильтра и фильтра вторичного акустического пути с ВК \mathbf{h}_{N_s} . Сигнал ошибки $\alpha(k)$ формируется как показано на рис. 1 и в верхней части рис. 2. В то же время, все алгоритмы работы адаптивных фильтров получены при условии отсутствия каких-либо дополнительных фильтров в цепи формирования сигнала ошибки. Различные целевые функции этой ошибки минимизируются в процессе адаптации (вычисления ВК), когда сигнал ошибки определяется не как (1), а как

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - y(k). \quad (2)$$

При минимизации целевой функции $\alpha^2(k)$ с помощью алгоритма стохастического градиентного спуска (LMS-алгоритма) в уравнении вычисления ВК адаптивного фильтра фигурирует параметр μ , именуемый шагом сходимости. Максимально допустимое значение этого шага определяется как

$$\mu = 1 / (N\sigma_x^2), \quad (3)$$

где σ_x^2 – это дисперсия сигнала $x(k)$ [1, 2].

Однако, при наличии на выходе адаптивного фильтра дополнительного фильтра с ВК \mathbf{h}_{N_s} , значение шага сходимости, определяемое (3), является слишком большим. Это приводит к неустойчивой работе адаптивного фильтра.

Так как идентификация фильтра первичного акустического пути с ВК \mathbf{h}_{N_p} осуществляется с помощью каскадного соединения адаптивного фильтра с ВК $\mathbf{h}_N(k)$ и фильтра вторичного акустического пути с ВК \mathbf{h}_{N_s} , то для устойчивой работы устройства активного шумоподавления (рис. 2) максимальный шаг сходимости следует ограничить значением, определяемым суммарным числом ВК этих фильтров как

$$\mu = 1 / [(N + N_s)\sigma_x^2], \quad (4)$$

что приводит к уменьшению этого шага по сравнению с (3) и к увеличению длительности переходного процесса работы адаптивного фильтра. При этом, в уравнении вычисления ВК адаптивного фильтра

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mu \mathbf{x}_N(k)\alpha(k) \quad (5)$$

вектор $\mathbf{x}_N(k)$ формируется не на основе отсчётов сигнала $x(k)$, а на основе отсчётов сигнала $\hat{x}(k)$ – выходного сигнала фильтра с ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$, см. «Адаптивный алгоритм 1» на рис. 2.

Здесь $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ – это ВК фильтра, полученные в результате оценки ВК фильтра вторичного акустического пути \mathbf{h}_{N_s} . Эта оценка осуществляется с помощью дополнительного адаптивного фильтра с ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ и искусственного сигнала $s(k)$, формируемого в устройстве шумоподавления, когда переключатель режимов работы (рис. 2), находится в верхнем положении. При этом, в общем случае $N_s \neq N_p$, так как точное значение ВК N_s на практике обычно не известно.

Вычисление ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ осуществляется путём решения классической задачи идентификации ВК фильтра вторичного акустического пути \mathbf{h}_{N_s} с помощью любого алгоритма адаптивной фильтрации [1, 2] как показано на рис. 2, см. «Адаптивный алгоритм 2». Поэтому данные алгоритмы в настоящей работе не рассматриваются. Значения ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ затем копируются в фильтр, формирующий сигнал $\hat{x}(k)$.

Использование фильтра с ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ «на входе» «Адаптивного алгоритма 1» обусловлено необходимостью формирования в ветви вычисления ВК цепочки, эквивалентной каскадному соединению фильтров $\mathbf{h}_N(k)$ и \mathbf{h}_{N_s} . Так как каскадное соединение линейных фильтров является коммутативным, то эти фильтры можно менять местами.

Подавление шума $x(k)$ осуществляется после идентификации ВК \mathbf{h}_{N_s} , когда переключатель режимов работы находится в нижнем положении. Полная вычислительная процедура модели устройства активного шумоподавления (рис. 2) приведена ниже.

Традиционная система активного шумоподавления, LMS-алгоритм

Инициализация : $\mathbf{x}_{N_p}^{(P)}(0) = \mathbf{0}_{N_p}$; $\mathbf{x}_{N_{ANC}}^{(ANC)}(0) = \mathbf{0}_{N_{ANC}}$;

$\mathbf{x}_{N_s}^{(S)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$; $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N$; $\mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$; $\mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$;

$\mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$

For $k = 1, 2, \dots, K$

$$\mathbf{x}_{N_p}^{(P)}(k) \Big|_{2:N_p} = \mathbf{x}_{N_p}^{(P)}(k) \Big|_{1:N_p-1}; \mathbf{x}_{N_p}^{(P)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$d(k) = \mathbf{h}_{N_p}^T \mathbf{x}_{N_p}^{(P)}(k)$$

$$\mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_{2:N} = \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_{1:N-1}; \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$y(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1) \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k)$$

$$\mathbf{x}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_{2:N_s} = \mathbf{x}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_{1:N_s-1}; \mathbf{x}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$\hat{x}(k) = \hat{\mathbf{h}}_{N_s}^T \mathbf{x}_{N_s}^{(S)}(k)$$

$$\mathbf{x}_N(k) \Big|_{2:N} = \mathbf{x}_N(k) \Big|_{1:N-1}; \mathbf{x}_N(k) \Big|_1 = \hat{x}(k)$$

If режим = "оценка \mathbf{h}_{N_s} "

$$y(k) = s(k)$$

End

$$\mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_{2:N_s} = \mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_{1:N_s-1}; \mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(k) \Big|_1 = y(k)$$

$$\tilde{y}(k) = \mathbf{h}_{N_s}^T \mathbf{y}_{N_s}^{(S)}(k)$$

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - \tilde{y}(k)$$

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mu \mathbf{x}_N(k) \alpha(k)$$

End

Недостатком устройства (рис. 2) является не только замедленная сходимость используемых в ней адаптивных фильтров на основе градиентных алгоритмов из-за уменьшенного шага сходимости, но и невозможность использования адаптивных фильтров на основе более эффективных RLS-алгоритмов, так как в RLS-алгоритмах отсутствует шаг сходимости, регулирующий устойчивое функционирование адаптивного фильтра.

Решением проблемы является модифицированная архитектура устройства активного шумоподавления. Идея этой архитектуры была впервые предложена в [14], а некоторое ее развитие применительно к устройствам активного шумоподавления в мобильных телефонах было получено в [11, 12]. Такая архитектура, как дальнейшее развитие архитектуры (рис. 2), приведена рис. 3. Здесь оценка ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ осуществляется аналогично рис. 2, когда переключатель режимов работы находится в верхнем положении.

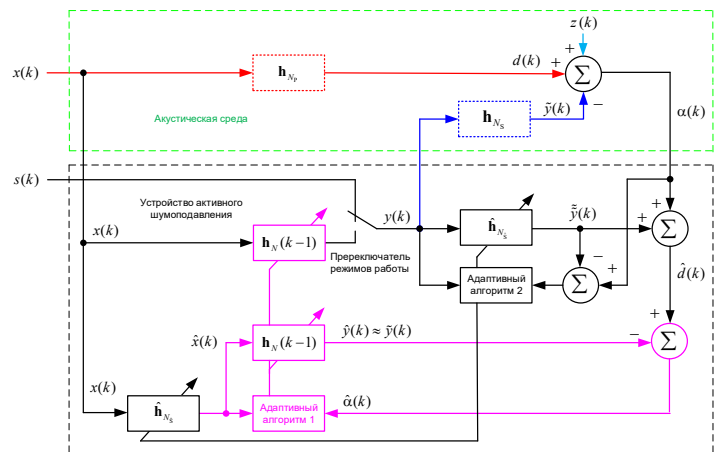


Рис. 3. Архитектура модифицированной системы активного шумоподавления

Когда этот переключатель находится в нижнем положении, то адаптивный фильтр с ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ останавливается и функционирует как элемент модифицированной архитектуры активного шумоподавления. В этом режиме, оценка вектора ВК \mathbf{h}_{N_s} , то есть вектор $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$, используется для воспроизведения

сигнала $\hat{d}(k) \approx d(k)$ в электрической форме как

$$\hat{d}(k) = \alpha(k) + \tilde{y}(k),$$

где $\tilde{y}(k) \approx \hat{y}(k)$ – это выходной сигнал фильтра с зафиксированными ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ в режиме шумоподавления.

Так как фильтры с ВК $\mathbf{h}_N(k)$ и с ВК $\hat{\mathbf{h}}_{N_s}$ коммутативны, то сигнал $\hat{y}(k) = \tilde{y}(k) \approx \hat{y}(k)$. Это позволяет для вычисления ВК устройства шумоподавления использовать адаптивный фильтр с требуемым сигналом $\hat{d}(k) \approx d(k)$ и входным сигналом $\hat{x}(k)$ как для этого фильтра, минимизирующего целевую функцию от ошибки

$$\hat{\alpha}(k) = \hat{d}(k) - \hat{y}(k),$$

см. рис. 3, так и для алгоритма вычисления его ВК, которые копируются в фильтр, формирующий сигнал $y(k)$.

В результате, в модифицированной архитектуре в качестве «Адаптивного алгоритма 1» для расчета вектора ВК $\mathbf{h}_N(k)$ можно использовать LMS-алгоритм с большим шагом сходимости, определяемым только числом ВК этого фильтра N как (3), а потому обеспечивающим более быструю сходимость, чем в архитектуре (рис. 2). Кроме того, в модифицированной архитектуре также могут быть использованы RLS-алгоритмы. Полная вычислительная процедура модели устройства активного шумоподавления (рис. 3) на основе LMS-алгоритма приведена ниже.

Модифицированная система активного шумоподавления, LMS-алгоритм

Инициализация : $\mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(0) = \mathbf{0}_{N_p}$; $\mathbf{x}_{N_{ANC}}^{(ANC)}(0) = \mathbf{0}_{N_{ANC}}$;

$\mathbf{x}_{N_s}^{(s)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$; $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N$; $\mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$; $\mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$;

$\mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$

For $k = 1, 2, \dots, K$

$$\mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k) \Big|_{2:N_p} = \mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k) \Big|_{1:N_p-1}; \mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$d(k) = \mathbf{h}_{N_p}^T \mathbf{x}_{N_p}^{(p)}(k)$$

$$\mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_{2:N} = \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_{1:N-1}; \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$y(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1) \mathbf{x}_N^{(ANC)}(k)$$

$$\mathbf{x}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{2:N_s} = \mathbf{x}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{1:N_s-1}; \mathbf{x}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_1 = x(k)$$

$$\hat{x}(k) = \hat{\mathbf{h}}_{N_s}^T \mathbf{x}_{N_s}^{(s)}(k)$$

$$\mathbf{x}_N(k) \Big|_{2:N} = \mathbf{x}_N(k) \Big|_{1:N-1}; \mathbf{x}_N(k) \Big|_1 = \hat{x}(k)$$

$$\hat{y}(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1) \mathbf{x}_N(k)$$

If режим = "оценка \mathbf{h}_{N_s} "

$$y(k) = s(k)$$

End

$$\mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{2:N_s} = \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{1:N_s-1}; \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_1 = y(k)$$

$$\tilde{y}(k) = \mathbf{h}_{N_s}^T \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k)$$

$$\mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{2:N_s} = \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_{1:N_s-1}; \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k) \Big|_1 = y(k)$$

$$\tilde{y}(k) = \mathbf{h}_{N_s}^T \mathbf{y}_{N_s}^{(s)}(k)$$

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - \tilde{y}(k)$$

$$\hat{d}(k) = \alpha(k) + \tilde{y}(k)$$

$$\hat{\alpha}(k) = \hat{d}(k) - \hat{y}(k)$$

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mu \mathbf{x}_N(k) \hat{\alpha}(k)$$

End

При использовании RLS-алгоритма на основе леммы об обращении матрицы в эту вычислительную процедуру необходимо добавить операцию инициализации корреляционной матрицы $\mathbf{R}_N^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}_N$, а уравнение (5) вычисления ВК заменить на уравнения

$$\mathbf{g}_N(k) = \frac{\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \mathbf{x}_N(k)}{\lambda + \mathbf{x}_N^T(k) \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \mathbf{x}_N(k)},$$

$$\mathbf{R}_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_N(k) \mathbf{x}_N^T(k) \mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \right]$$

и

$$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mathbf{g}_N(k) \hat{\alpha}(k),$$

где $\delta^{-2} \geq 0.1 \sigma_x^2$ – это параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы, \mathbf{I}_N – единичная матрица, $1 - 1/N < \lambda < 1$ – параметр экспоненциального взвешивания обрабатываемых сигналов, $\mathbf{g}_N(k)$ – вектор коэффициентов Калмана. Вместо этих уравнений могут также быть использованы уравнения вычислительных процедур других математически эквивалентных RLS-алгоритмов, включая их быстрые, т.е. вычислительно эффективные, версии [1, 2].

Результаты моделирования рассмотренных устройств активного шумоподавления, демонстрирующие их работоспособность и эффективность, приведены в следующем разделе.

Моделирование

Компьютерное моделирование проводилось для устройств активного шумоподавления (рис. 2 и рис. 3). Для моделирования акустических фильтров первичного и вторичного акустических путей использовался метод зеркальных отображений [15]. С его помощью вычислялись ВК фильтров \mathbf{h}_{N_p} и \mathbf{h}_{N_s} . Вычисления проводились для прямоугольного помещения размером $4 \times 5 \times 3$ м³. Параметры внутренних поверхностей помещения (коэффициенты поглощения и коэффициенты отражения) обеспечивали время реверберации 0.1 с. При заданном расположении микрофонов и громкоговорителя были получены примеры импульсных откликов (ВК фильтров \mathbf{h}_{N_p} и \mathbf{h}_{N_s}), приведенные на рис. 4. Эти фильтры предполагались инвариантными во времени.

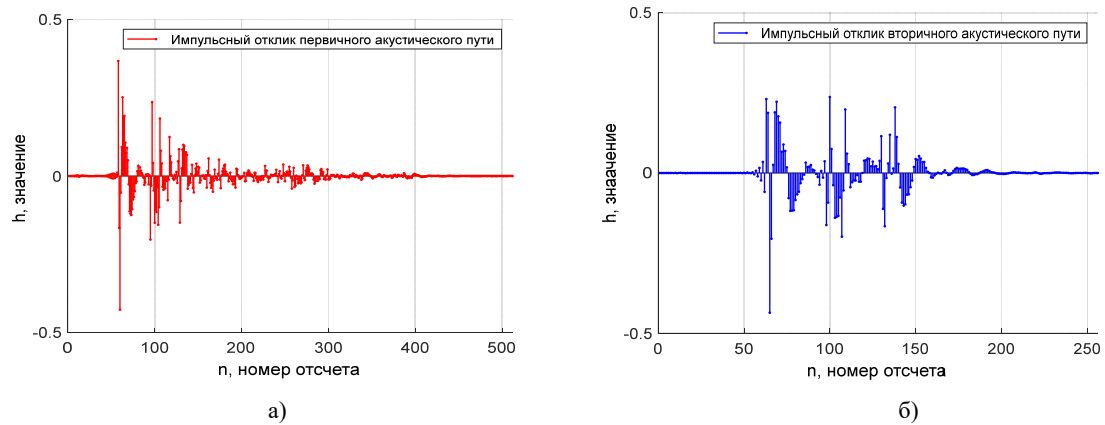


Рис. 4. Импульсные отклики: а) – первичного акустического пути; б) – вторичного акустического пути

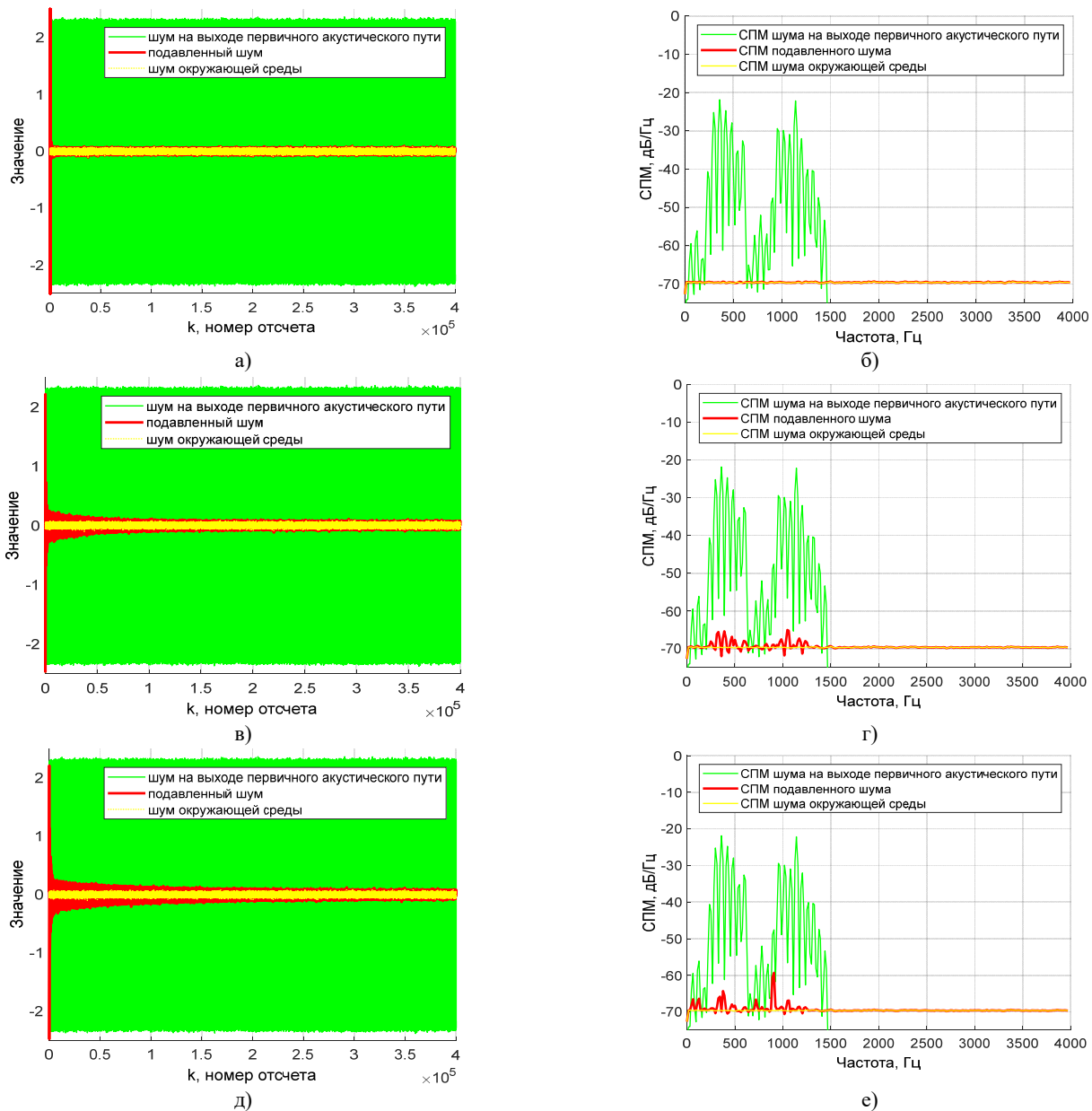


Рис. 5. Результаты моделирования: а) – модифицированная архитектура, RLS-алгоритм, сигналы; б) – модифицированная архитектура, RLS-алгоритм, СПМ; в) – модифицированная архитектура, LMS-алгоритм, $\mu = 0,01$, сигналы; г) – модифицированная архитектура, LMS-алгоритм, $\mu = 0,01$, СПМ; д) – традиционная архитектура, LMS-алгоритм, $\mu = 0,004$, сигналы; е) – традиционная архитектура, LMS-алгоритм, $\mu = 0,004$, СПМ

Из рисунков 2 и 3 следует, что число отсчетов $N + N_s - 1$ свертки импульсных откликов адаптивного фильтра и фильтра вторичного акустического пути должно быть близким к значению N_p . Однако, как видно из рис. 4, около трети отсчетов каждого из рассматриваемых импульсных откликов имеют «малые» значения, а потому их вкладом в формирование компенсирующего сигнала $\hat{y}(k)$ можно пренебречь [16], так как этот вклад сравним уровнем шума окружающей среды $z(k)$, что также было подтверждено в [13].

Результаты моделирования в рассматриваемых условиях показали, что если число ВК N и N_s ограничить примерно до значений 200 и 200, то эффективность устройств активного шумоподавления практически не отличается от случая $N = N_s = N_s = 256$, когда $N + N_s - 1 = 511 \approx N_p$. Это позволяет уменьшить вычислительную сложность используемых алгоритмов адаптивной фильтрации, так как число их арифметических операций пропорционально значениям N и N_s . Поэтому значения $N = N_s = 200$, $N_s = 256$ и $N_p = 512$ были использованы при моделировании рассматриваемых устройств активного шумоподавления.

На рисунке 5 приведены некоторые результаты такого моделирования для разных адаптивных алгоритмов и их параметров. В левой части рисунков показаны графики обрабатываемых сигналов, а в правой – графики их спектральных плотностей мощности (СПМ) в полосе частот, определяемой половиной частоты дискретизации этих сигналов $F_d / 2 = 4$ кГц.

Шум $x(k)$, принимаемый опорным микрофоном, представлял собою полигармонический сигнал, формируемый путем сложения ряда независимых синусоидальных колебаний, расположенных в низкочастотной части полосы частот, см. правую часть рис. 5. На рисунке 5, шум на выходе первичного акустического пути – это сигнал $d(k)$ в точке расположения микрофона ошибки, т.е. сигнал, который требуется подавить. Подавленный шум – это сигнал ошибки $\alpha(k)$, а шум окружающей среды – это сигнал $z(k)$. В моделировании отношение сигнал-шум, т.е. отношение мощностей сигналов $d(k)$ и $z(k)$, было установлено равным 30 дБ – его типичному значению в помещениях.

Из рисунка 5 следует, что наилучшие показатели в терминах длительности переходного процесса и значения уровня сигнала ошибки $\alpha(k)$ (не до конца подавленного шума) демонстрирует модифицированная архитектура с адаптивным фильтром на базе RLS-алгоритма. За ней следует модифицированная архитектура с адаптивным фильтром на базе LMS-алгоритма при шаге сходимости $\mu = 0,01$. Традиционная же архитектура демонстрирует наихудшие показатели и то лишь при меньшем в 2,5 раза шаге сходимости LMS-алгоритма, равном $\mu = 0,004$, так как шаг сходимости $\mu = 0,01$ для этой архитектуры является слишком большим, что при таком шаге приводит к неустойчивой работе – возбуждению адаптивного фильтра.

Сказанное также подтверждается в терминах оценки коэффициента подавления шума, который в данных условиях моделирования для модифицированной архитектуры на базе

RLS-алгоритма оценивается как

$$K_{III} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_d^2}{\sigma_\alpha^2} = 51 \text{ дБ},$$

для модифицированной архитектуры на базе LMS-алгоритма оценивается как

$$K_{III} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_d^2}{\sigma_\alpha^2} = 43 \text{ дБ},$$

а для традиционной архитектуры на базе LMS-алгоритма – как

$$K_{III} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_d^2}{\sigma_\alpha^2} = 39 \text{ дБ},$$

где σ_d^2 и σ_α^2 – это, соответственно, дисперсии сигналов $d(k)$ и $\alpha(k)$. Здесь оценки дисперсий σ_d^2 и σ_α^2 получены по значениям отсчетов этих сигналов после окончания переходных процессов в адаптивных фильтрах.

Выводы

Таким образом, в данной статье рассмотрены устройства активного шумоподавления с традиционной и модифицированной архитектурами на базе адаптивных фильтров с LMS- и RLS-алгоритмами. Наилучшими функциональными показателями в терминах длительности переходного процесса и коэффициента подавления шума характеризуется модифицированная архитектура, использующая RLS-алгоритм, а наихудшими – традиционная архитектура, использующая LMS-алгоритм. Представленные в статье результаты могут быть использованы при проектировании устройств активного шумоподавления различного назначения: для компенсации акустических шумов медицинского оборудования, двигателей автомобилей и летательных аппаратов, силовых трансформаторов, металло- и деревообрабатывающих станков и в ряде других приложений и устройств, например, в наушниках и даже в мобильных телефонах [11, 12].

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ «Курчатовский институт».

Литература

1. *Diniz P.S.R.* Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020, 495 p.
2. *Джиган В. И.* Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
3. *Chandra K. R., Hemanth P., Divyarsi T., Vinay P., Srinivas T. K., Nithin S.*, Design and implementation of echo detection and cancellation algorithms in LABVIEW // 2025 8th International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI). Tirunelveli, India, 2025. P. 251-255.
4. *Cutler R. et al.* ICASSP 2023 acoustic echo cancellation challenge // IEEE Open Journal of Signal Processing, 2024. Vol. 5. P. 675-685.
5. *Djigan V. I.* Simplified fast affine projection algorithm in echo cancellation tasks // Proceedings of the 2023 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg, Russia, May 29 – June 02, 2023. 5 p.
6. *Cecchi S., Carini A., Spors S.* Room response equalization – review // Applied Sciences. 2018. Vol. 8. No. 1. P. 1-47.

7. Djigan V. I. Room response equalizer based on simplified RLS adaptive filter // Proceedings of the 25-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2023). Moscow, Russia, March 29 – April 31, 2023. 5 p.

8. Tyagi S., Várkonyi-Kóczy A. R., Szénási S. A comprehensive investigation into the noise reduction techniques for speech // 2023 IEEE 21st World Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMI). Herl'any, Slovakia, 2023. P. 000207-000212.

9. Djigan V. I. Adaptive cancellation of engine noise in vehicle cabin // Proceedings of the 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO-2023). Pskov, Russia, June 28-30, 2022. 5 p.

10. Kuo S. M., Morgan D. R. Active noise control: a tutorial review // Proceedings of the IEEE. 1999. Vol. 87. No. 6. P. 943-973.

11. Djigan V. I., Petrovsky A. A., Qin Jingfan, Song Yang. Modified hybrid active noise control system // Proceedings of the 13-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, P. 82-86.

12. Djigan V. I., Petrovsky A. A., Qin Jingfan, Song Yang. Active noise cancellation device // United State Patent US 10174411 B2. G10 11/178, H04R 1/10. Publ. 04.12.2018. 44 p.

13. Djigan V. I. Influence of secondary path estimation accuracy on active noise control performance // Proceedings of the Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, Russia, March 12-14, 2025. 5 p.

14. Bouchard M., Quednau S. Multichannel Recursive-Least-Squares algorithms and Fast-Transversal-Filter algorithms for active noise control and sound reproducing system // IEEE Transactions on Speech and Audio Processing. 2000. Vol. 8. No. 5. P. 606-618.

15. Saini S., Peissig J. HARP: A large-scale higher-order ambisonic room impulse response dataset // 2025 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Workshops (ICASSPW). Hyderabad, India, 2025. P. 1-5.

16. Джиган В.И. Оценка качества адаптивной фильтрации в задаче идентификации линейных объектов // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 4. С. 13-17.

ACTIVE NOISE CONTROL: ARCHITECTURES, ALGORITHMS AND ITS PARAMETERS

Victor I. Djigan, National Research Center "Kurchatov Institute", Moscow, Russia, dzhigan_vi@nrcki.ru

Abstract

This paper notes the widespread usage of the digital signal processing in equipment of modern communication systems, industrial electronic, and in medical and consumer devices. One of the areas of such processing is the active noise control (cancellation). It is used to cancel the acoustic noise in air by generating and radiation of similar noise with the opposite phase at a space point, where the noise cancellation is required. Today, there are three types of active noise cancellation devices: without feedback, with feedback, and with both feedbacks simultaneously. The paper considers an active noise cancellation device without feedback, as the simplest one which is designed to the cancellation of both the narrowband and broadband noises. The operation principles of such a device with traditional and modified architecture are described. It is shown that in the traditional architecture, only adaptive filters with simple adaptive algorithms of gradient descent based on the least square criterion can be used with a small convergence step-size, which guarantees a stable operation, but provides a slow convergence of the adaptive filter. In addition, such an architecture cannot use the adaptive filters with efficient recursive least square criterion adaptive algorithms. On the contrary, in the modified architecture the gradient descent algorithms can use an increased convergence step. This ensures a stable operation of the adaptive filters and their increased convergence. Also, in this architecture it is possible to use the recursive least squares adaptive algorithms. The simulation results confirm the operability of the considered devices of the active noise control and demonstrate the comparative efficiency of their operation. The best performance is demonstrated by the modified architecture with the adaptive filter based on the recursive least square algorithm, which provides the shortest transient response compared to the traditional and modified architectures with adaptive filters based on the gradient descent algorithms, and also provides a noise suppression of 51 dB under the considered simulation conditions, while in the architectures with adaptive filters based on the gradient descent algorithm this suppression reaches only 39 ... 43 dB.

Keywords: active noise control, traditional architecture, modified architecture, LMS algorithm, RLS-algorithm, acoustic impulse response

References

- [1] P. S. R. Diniz, Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation, 5-th ed, Springer, 2020, 495 p.
- [2] V. I. Djigan, Adaptive Filtering: Theory and Algorithms, Moscow: Technosfera Publisher, 2013, 528 p. (In Russian).
- [3] K. R. Chandra, P. Hemanth, T. Divyasri, P. Vinay, T. K. Srinivas and S. Nithin, "Design and implementation of echo detection and cancellation algorithms in LABVIEW", 2025 8th International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI), Tirunelveli, India, 2025, pp. 251-255.

- [4] R. Cutler et al., "ICASSP 2023 acoustic echo cancellation challenge", *IEEE Open Journal of Signal Processing*, 2024, vol. 5, pp. 675-685.
- [5] V. I. Djigan, "Simplified fast affine projection algorithm in echo cancellation tasks", *Proceedings of the 2023 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russia, May 29 - June 02, 2023, 5 p.
- [6] S. Cecchi, A. Carini, and S. Spors, "Room response equalization – review", *Applied Sciences*, 2018, vol. 8, no. 1, pp. 1-47.
- [7] V. I. Djigan, "Room response equalizer based on simplified RLS adaptive filter", *Proceedings of the 25-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2023)*, Moscow, Russia, March 29 - April 31, 2023, 5 p.
- [8] S. Tyagi, A. R. V?rkonyi-K?czy and S. Sz?n?si, "A comprehensive investigation into the noise reduction techniques for speech", *2023 IEEE 21st World Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMi)*, Herl'any, Slovakia, 2023, pp. 000207-000212.
- [9] V. I. Djigan, "Adaptive cancellation of engine noise in vehicle cabin", *Proceedings of the 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO-2023)*, Pskov, Russia, June 28 - 30, 2022, 5 p.
- [10] S. M. Kuo and D. R. Morgan, "Active noise control: a tutorial review", *Proceedings of the IEEE*, 1999, vol. 87, no. 6, pp. 943-973.
- [11] V. I. Djigan, A. A. Petrovsky, Qin Jingfan, Song Yang, "Modified hybrid active noise control system", *Proceedings of the 13-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*, Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, pp. 82-86.
- [12] V. I. Djigan, A. A. Petrovsky, Qin Jingfan, and Song Yang, "Active noise cancellation device", United State Patent US 10174411 B2. G10 I 1/178, H04R 1/10. Publ. 04.12.2018. 44 p.
- [13] V. I. Djigan, "Influence of secondary path estimation accuracy on active noise control performance", *Proceedings of the Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, March 12-14, 2025, 5 p.
- [14] M. Bouchard and S. Quednau, "Multichannel Recursive-Least-Squares algorithms and Fast-Transversal-Filter algorithms for active noise control and sound reproducing system", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2000, vol. 8, no. 5, pp. 606-618.
- [15] S. Saini and J. Peissig, "HARP: A large-scale higher-order ambisonic room impulse response dataset", *2025 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Workshops (ICASSPW)*, Hyderabad, India, 2025, pp. 1-5.
- [16] V. I. Djigan, "Quality estimation of adaptive filtering in problem of linear object identification", *Digital Signal Processing*. Moscow, Russia, 2023, no. 4, pp. 13-17. (In Russian)

Information about author:

Victor I. Djigan, Doctor of Sciences, Professor, Principal Researcher Department for Design Problems in Microelectronics of National Research Center "Kurchatov Institute", Moscow, Russia. ORCID 0000-0001-7485-1623