

## МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ЭКВАЛАЙЗЕРЫ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКИХ КАНАЛОВ

*Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, e-mail: djigan@ipprt.ru*

### MULTICHANNEL EQUALIZERS OF FREQUENCY RESPONSE OF ACOUSTIC CHANNELS

*Djigan V.I.*

*This paper considers the adaptive equalizers of the frequency responses of the acoustic wave propagation channels. The equalizers use the so-called traditional and modified x-filtered adaptive signal processing algorithms. Comparing to the traditional x-filtered algorithms, the modified ones allow to accelerate the equalizer convergence if the computationally simple gradient algorithms like the Least Means Square (LMS) or the Normalized LMS (NLMS) are used for the equalizer weights computation. Besides, the modification allows to use the computationally complex but efficient Recursive Least Squares (RLS) adaptive algorithms in the x-filtered equalizers because the algorithms cannot be used in the traditional x-filtered equalizers. The multichannel equalizer architectures and the computational procedures of the traditional and modified adaptive filtering algorithms are presented. The results of computer simulation demonstrate the efficiency of the equalizers in terms of such quality indicators as: the ripple of the amplitude-frequency characteristic of the equalized acoustic channel, the distance between the curves of the graphs of the power spectral densities of the undistorted speech signal and the same signal that passed through the equalizer and the acoustic channel, the duration of the adaptive filter transient response and the value of its steady state error signal. The equalizers ensure about 2 dB ripples in the main part of the equalized frequency response of the acoustic channel except the low and high frequency regions. The equalization quality degrades in the high frequency region in the case of the NLMS algorithm usage. The proposed solution can be easily extended to the Multi-Input and Multi-Output (MIMO) equalizers. The MIMO equalizers allow to improve the quality of the sound listening in the selected area of a room.*

**Key words:** equalization, adaptive filter, LMS, NLMS, RLS, traditional x-filtered algorithm, modified x-filtered algorithm, room response.

**Ключевые слова:** выравнивание АЧХ, адаптивный фильтр, LMS, NLMS, RLS, традиционный алгоритм с фильтрацией входного сигнала, модифицированный алгоритм с фильтрацией входного сигнала, акустический импульсный отклик.

#### Введение

Сегодня цифровая обработка сигналов (ЦОС) [1, 2] играет важную роль в изделиях электронной техники. Такие изделия характеризуются повторяемостью характеристик, как правило, не требуют регулировки, а также сохраняют работоспособность в требуемом диапазоне температур и питающих напряжений. Как следствие, эти изделия находят широкое применение в аппаратуре современных радиолокационных систем, систем связи и спутниковой навигации, а также в бытовой электронике. Широкому использованию ЦОС на практике также способствует наличие современных средств проектирования и массового производства цифровых интегральных схем с высоким быстродействием, низким энергопотреблением и низкой стоимостью [3-6]. Одним из передовых направлений в современной ЦОС является адаптивная обработка сигналов [7-10]. Она широко используется при решении различных задач [11], в том числе и при обработке акустических сигналов [12]. Это задачи подавления сигналов акустических шумов [13, 14], подавления сиг-

Рассмотрены эквалайзеры амплитудно-частотных частотных характеристик каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях. Эквалайзеры используют так называемые традиционные и модифицированные адаптивные алгоритмы с фильтрацией входных сигналов. По сравнению с традиционными алгоритмами, модифицированные алгоритмы позволяют ускорить сходимость адаптивного фильтра эквалайзера, если для вычисления его весовых коэффициентов используются простые с точки зрения арифметической сложности градиентные алгоритмы по критерию наименьшего квадрата (Least Means Square, LMS) или нормализованные LMS (Normalized LMS, NLMS) алгоритмы. Модификация также позволяет использовать в эквалайзерах вычислительно более сложные, но одновременно и более эффективные адаптивные рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS). Представлены архитектуры предложенных многоканальных эквалайзеров и вычислительные процедуры алгоритмов их работы. Результаты компьютерного моделирования демонстрируют эффективность эквалайзеров в терминах таких показателей качества, как неравномерность выровненной амплитудно-частотной характеристики акустического канала, расстояние между кривыми графиков спектральных плотностей мощности неискаженного речевого сигнала и этого же сигнала, прошедшего через эквалайзер и акустический канал, длительность переходного процесса адаптивного фильтра и значение сигнала ошибки на его выходе в установившемся состоянии. Эквалайзеры обеспечивают неравномерность около 2 дБ в основной части выровненной АЧХ акустического канала, за исключением области низких и высоких частот. Качество выравнивания АЧХ ухудшается в области высоких частот в случае использования NLMS-алгоритмов. Предлагаемое решение может быть легко распространено на эквалайзеры с несколькими входами и выходами (MIMO). MIMO-эквалайзеры позволяют улучшить качество звука в интересующей области помещения.

налов акустического эха [15, 16], подавления сигналов источников направленных акустических помех с помощью адаптивных микрофонных решеток [17, 18], активного шумоподавления (Active Noise Control, ANC) [19, 20], а также выравнивания амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях [21, 22]. Для простоты, далее по тексту такие каналы именуются просто акустическими каналами.

Задача выравнивания АЧХ акустических каналов – это сравнительно новое направление в ЦОС. Решение этой задачи используется для обеспечения неискаженного звучания музыки и речи, воспроизводимых с помощью высококачественных аудиосистем в закрытых помещениях. Согласно [22], выравнивание АЧХ акустических каналов базируется на различных методах, среди которых и методы, используемые для выравнивания АЧХ каналов систем связи [23, 24]. Однако для решения данной задачи также могут быть использованы методы, аналогичные используемым в ANC-системах [19, 20] или в цифровых устройствах предискажения (Digital Predistorter, DPD) сигналов, передаваемых через нелинейные цепи [25, 26].

В большинстве ANC- и DPD-систем используются простые с точки зрения вычислительной сложности градиентные адаптивные алгоритмы по критерию наименьшего среднего квадрата (Least Mean Square, LMS) или нормализованные LMS-алгоритмы (Normalized LMS, NLMS) [27] в так называемом традиционном режиме работы с фильтрацией входного сигнала. Англоязычное название таких алгоритмов «x-filtered». На самом же деле, применение в указанных приложениях адаптивных алгоритмов с фильтрацией входного сигнала не вполне корректно. Тем не менее, простые градиентные алгоритмы с малым шагом сходимости все же могут применяться в этих приложениях, т.к. малый шаг сходимости обеспечивает хоть и медленное, но стабильное функционирование этих алгоритмов.

Применение вычислительно более сложных, но одновременно и более эффективных адаптивных рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) [28-30] в режиме работы с фильтрацией входного сигнала просто невозможно, так как в этих алгоритмах отсутствует параметр, с помощью которого можно было бы замедлить сходимость. Обеспечение быстрой сходимости и устойчивости как простых, так и сложных адаптивных алгоритмов в приложениях с фильтрацией входного сигнала достигается с помощью так называемого модифицированного режима работы этих алгоритмов [31-39].

Целью настоящей работы является демонстрация эффективности применения модифицированных адаптивных алгоритмов с фильтрацией входного сигнала [36-39] для решения задач выравнивания АЧХ акустических каналов в закрытых помещениях. В работе рассмотрены архитектуры многоканальных эквалайзеров с традиционными и модифицированными алгоритмами, а также приведены вычислительные процедуры этих алгоритмов. Кроме того, приведены результаты сравнительного моделирования двухканальных эквалайзеров

при использовании в них различных адаптивных алгоритмов.

### Задача выравнивания АЧХ акустических помещений и ее решение

Известно, что любое закрытое помещение характеризуется так называемым акустическим импульсным откликом [40]. В таком помещении звук, излучаемый в одной точке пространства, достигает другой его точки не только за счет прямого распространения акустической волны, но и за счет её многочисленных отражений от предметов, находящихся в помещении, а также стен, потолка, пола, дверей и окон. Амплитуды отраженных звуковых волн в точке наблюдения, расположенные на оси времени со своими задержками, можно интерпретировать как отсчеты некоторого акустического импульсного отклика.

Свертка акустического импульсного отклика с импульсными откликами громкоговорителя, излучающего звуки, и микрофона, принимающего эти звуки, образует совместный акустический импульсный отклик между двумя интересующими точками пространства. Отсчеты  $w_n$  совместного импульсного отклика, взятые на частоте дискретизации обрабатываемых сигналов, можно рассматривать как весовые коэффициенты некоторого линейного фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Эти весовые коэффициенты можно представить вектором  $\mathbf{w}_{N_a} = [w_1, w_2, \dots, w_{N_a}]^T$ . В данной работе векторы и матрицы обозначены жирными строчными и прописными буквами, соответственно. Верхний индекс  $T$  обозначает операцию транспонирования вектора или матрицы. Нижний индекс, например  $N$ , указывает на число элементов в векторе или число элементов  $N \times N$  в квадратной матрице. Строчные символы обозначают отдельные скалярные переменные.

Спектр акустического сигнала, прошедшего через КИХ-фильтр с весовыми коэффициентами  $\mathbf{w}_{N_a}$ , претерпевает изменения в соответствии с АЧХ этого фильтра. Если требуется неискаженное звучание сигнала в некоторой точке помещения, то эту АЧХ необходимо выровнять. Выравнивание АЧХ обычно осуществляется с помощью эквалайзера. Эквалайзер функционирует таким образом, что совместная АЧХ эквалайзера и АЧХ канала становится равномерной или близкой к равномерной. Использование адаптивного выравнивания АЧХ каналов является наиболее предпочтительным, поскольку адаптивные фильтры позволяют отслеживать медленные изменения акустической среды, которые всегда наблюдаются в реальных условиях.

В данной статье идея выравнивания АЧХ акустического канала рассматривается на примере многоканального эквалайзера, который можно интерпретировать как линейную систему со многими входами и одним выходом (Multi-Input and Single-Output, MISO). Такой эквалайзер легко преобразуется в одноканальный эквалайзер, который можно интерпретировать как линейную систему с одним входом и одним выходом (Single-Input and Single-Output, SISO), или в эквалайзер со многими входами и многими выходами (Multi-Input and Multi-Output,

MIMO), предназначенный для создания неискаженной зоны звучания в интересующей области помещения.

Предлагаемые архитектуры MISO-эквалайзеров на основе традиционных и модифицированных адаптивных алгоритмов с фильтрацией входного сигнала приведены на рис. 1 и рис. 2. На этих рисунках, обозначенные как «Акустическая среда», представляют собой громкоговоритель, акустический канал и микрофон, опи-

сываемые эквивалентным КИХ-фильтром с весовыми коэффициентами  $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , где  $M$  – число каналов многоканального эквалайзера. В настоящей статье вектор  $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$  предполагается инвариантным во времени. Микрофон является общим, т.е. он воспринимает совокупный сигнал, поступающий к нему по всем акустическим каналам.

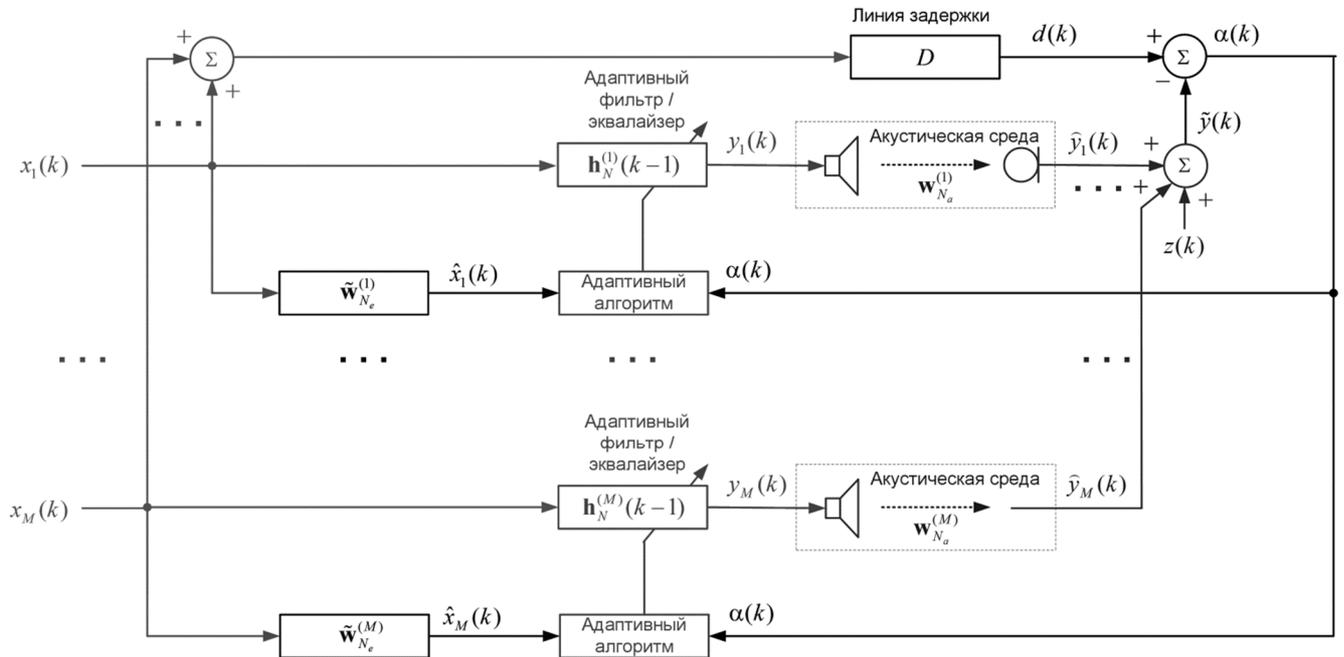


Рис. 1. Многоканальный традиционный эквалайзер с фильтрацией входного сигнала

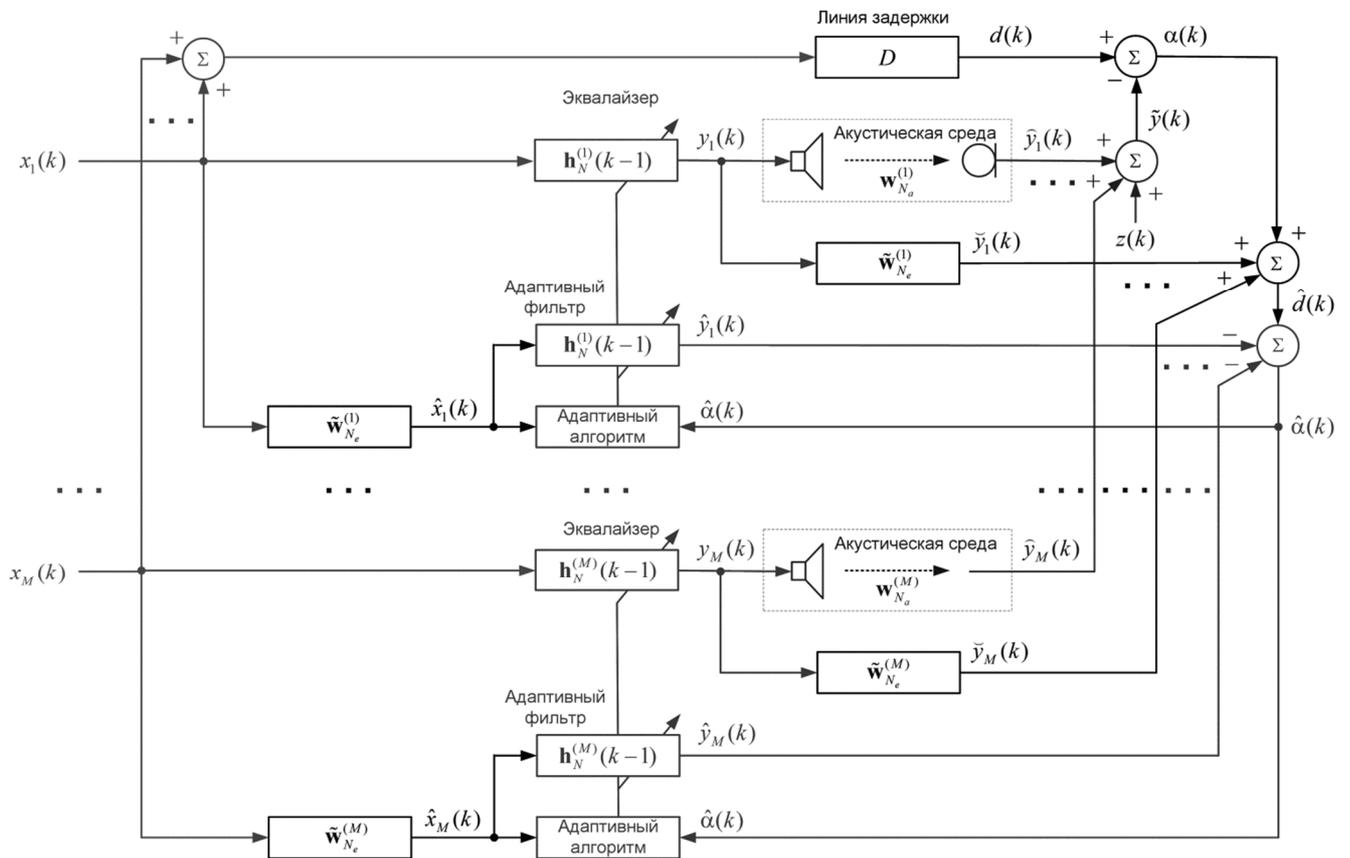
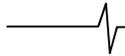


Рис. 2. Многоканальный модифицированный эквалайзер с фильтрацией входного сигнала



Архитектуры эквалайзеров на рис. 1 и рис. 2 имеют некоторое сходство и в тоже самое время различие с аналогичными архитектурами ANC-систем.

На рис. 1 и рис. 2 входные сигналы  $x_m(k)$  формируются в цифровой области. Здесь и далее  $k$  – номер отсчета дискретизированного сигнала. Этот номер совпадает с номером итерации используемого адаптивного алгоритма. В ANC-системе входные сигналы улавливаются в аналоговом виде так называемыми эталонными микрофонами.

На рис. 1 и рис. 2 физическая линия задержки имеет число ячеек памяти, равное  $D$  отсчетам. Это число выбирается как  $D \approx (N + N_a) / 2$ , где  $N$  – число весовых коэффициентов в каждом канале многоканального адаптивного фильтра эквалайзера. Эти коэффициенты описываются векторами  $\mathbf{h}_N^{(m)} = [h_{m,1}(k), h_{m,2}(k), \dots, h_{m,N}(k)]^T$ . Предполагается, что все каналы адаптивного фильтра имеют одинаковое число весовых коэффициентов, хотя это и не обязательно. При соблюдении условия  $N > N_a$  обычно обеспечивается хорошее выравнивание АЧХ акустического канала. В ANC-системе вместо линии задержки присутствуют физические акустические каналы (среда распространения звука), именуемые первичными акустическими путями (primary paths).

На рис. 1 и рис. 2 сигнал ошибки  $\alpha(k)$  формируется в

цифровом виде. Однако в ANC-системе этот сигнал формируется «в воздухе». Он улавливается так называемым микрофоном ошибки в аналоговом виде. Микрофон также улавливает окружающий фоновый шум  $z(k)$ , см. рис. 1 и рис. 2, как в эквалайзере, так и в ANC-системе.

Оценки векторов  $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ , необходимых для работы эквалайзеров, см. рис. 1 и рис. 2, являются процедурами, которые в данной статье не рассматриваются. Оценивание обычно производится путем решения задач идентификации линейных систем [7-10, 27]. В качестве обучающих сигналов в этих задачах могут использоваться сигналы речи или музыки, или же специально сформированные сигналы с характеристиками, близкими к характеристикам белого шума. Адаптивные фильтры, решающие задачу идентификации линейных фильтров  $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$  (оценки их весовых коэффициентов), подключаются в точках формирования сигналов  $y_m(k)$  и  $\tilde{y}_m(k)$ . Результатом оценивания являются значения элементов векторов  $\tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)} = [\tilde{w}_{m,1}, \tilde{w}_{m,2}, \dots, \tilde{w}_{m,N_e}]^T$ , которые затем используются в качестве весовых коэффициентов КИХ-фильтров, см. рис. 1 и рис. 2.

Ниже, в табл. 1 и табл. 2 представлены вычислительные процедуры эквалайзеров на основе LMS-алгоритмов, соответствующих архитектурам, см. рис. 1 и рис. 2.

Таблица 1. Эквалайзер на базе традиционного LMS-алгоритма с фильтрацией входного сигнала

Вычисления	Ссылки
<b>Инициализация</b> : $\mathbf{x}_{N_d}(0) = \mathbf{0}_{N_d}$ ; $\mathbf{x}_N^{(m)}(0) = \mathbf{0}_N$ ; $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$ ; $\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(0) = \mathbf{0}_N$ ; $\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_a}$ ; $\mathbf{h}_{N_s}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_s}$ ; оценка $\mathbf{w}_{N_e}^{(m)}$ ; $m = 1, 2, \dots, M$	(1.0)
<b>For</b> $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{2:N_d} = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{1:N_d-1}$ ; $\mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _1 = \sum_{m=1}^M x_m(k)$	(1.1)
$d(k) = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{N_d}$	(1.2)
<b>For</b> $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_N^{(m)}(k) \Big _{2:N} = \mathbf{x}_N^{(m)}(k) \Big _{1:N-1}$ ; $\mathbf{x}_N^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(1.3)
$y_m(k) = \mathbf{h}_N^{(m)T}(k-1) \mathbf{x}_N^{(m)}(k)$	(1.4)
$\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{2:N_e} = \mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{1:N_e-1}$ ; $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(1.5)
$\hat{\mathbf{x}}_m(k) = \mathbf{w}_{N_e}^{(m)T} \mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k)$	(1.6)
$\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k) \Big _{2:N} = \hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k) \Big _{1:N-1}$ ; $\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k) \Big _1 = \hat{\mathbf{x}}_m(k)$	(1.7)
$\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _{2:N_a} = \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _{1:N_a-1}$ ; $\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _1 = y_m(k)$	(1.8)
$\hat{y}_m(k) = \mathbf{w}_{N_a}^{(m)T} \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)$	(1.9)
<b>End</b>	
$\tilde{y}(k) = \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k) + z(k)$	(1.10)
$\alpha(k) = d(k) - \tilde{y}(k)$	(1.11)
$\mathbf{h}_{N_s}(k) = \mathbf{h}_{N_s}(k-1) + 2\mu \hat{\mathbf{x}}_{N_s}(k) \alpha(k)$	(1.12)
<b>End</b>	

Таблица 2. Эквалайзер на базе модифицированного LMS-алгоритма с фильтрацией входного сигнала

Вычисления	Ссылки
<b>Инициализация</b> : $\mathbf{x}_{N_d}(0) = \mathbf{0}_{N_d}$ ; $\mathbf{x}_{N'}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N'}$ ; $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$ ; $\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N'}$ ; $\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$ ; $\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_a}$ ; $\mathbf{h}_{N_\Sigma}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_\Sigma}$ ; оценка $\mathbf{w}_{N_e}^{(m)}$ ; $m = 1, 2, \dots, M$	(2.0)
<b>For</b> $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{2:N_d} = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{1:N_d-1}$ ; $\mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _1 = \sum_{m=1}^M x_m(k)$	(2.1)
$d(k) = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big _{N_d}$	(2.2)
<b>For</b> $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_{N'}^{(m)}(k) \Big _{2:N'} = \mathbf{x}_{N'}^{(m)}(k) \Big _{1:N'-1}$ ; $\mathbf{x}_{N'}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(2.3)
$y_m(k) = \mathbf{h}_{N'}^{(m)T}(k-1)\mathbf{x}_{N'}^{(m)}(k)$	(2.4)
$\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{2:N_e} = \mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{1:N_e-1}$ ; $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(2.5)
$\hat{\mathbf{x}}_m(k) = \mathbf{w}_{N_e}^{(m)T}\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k)$	(2.6)
$\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) \Big _{2:N'} = \hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) \Big _{1:N'-1}$ ; $\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) \Big _1 = \hat{x}_m(k)$	(2.7)
$\hat{y}_m(k) = \mathbf{h}_{N'}^{(m)T}(k-1)\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k)$	(2.8)
$\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{2:N_e} = \mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _{1:N_e-1}$ ; $\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k) \Big _1 = y_m(k)$	(2.9)
$\tilde{\mathbf{y}}_m(k) = \tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)T}\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k)$	(2.10)
$\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _{2:N_a} = \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _{1:N_a-1}$ ; $\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k) \Big _1 = y_m(k)$	(2.11)
$\hat{y}_m(k) = \mathbf{w}_{N_a}^{(m)T}\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)$	(2.12)
<b>End</b>	
$\tilde{y}(k) = \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k) + z(k)$	(2.15)
$\alpha(k) = d(k) - \tilde{y}(k)$	(2.16)
$\hat{d}(k) = \alpha(k) + \sum_{m=1}^M \tilde{y}_m(k)$	(2.17)
$\hat{\alpha}(k) = \hat{d}(k) - \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k)$	(2.18)
$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + 2\mu\hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k)\hat{\alpha}(k)$	(2.19)
<b>End</b>	

Рассматриваемые адаптивные алгоритмы называются алгоритмами с фильтрацией входного сигнала потому, что в уравнениях расчета векторов весовых коэффициентов эквалайзеров  $\mathbf{h}_{N'}^{(m)}$  в них используются векторы

$\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) = [\hat{x}_m(k), \hat{x}_m(k-1), \dots, \hat{x}_m(k-N+1)]^T$ , образованные из отсчетов сигналов  $\hat{x}_m(k)$ , являющихся выходными сигналами фильтров с весовыми коэффициентами  $\tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)}$ . Т.е. отсчеты сигналов  $\hat{x}_m(k)$  являются профильтрованными отсчетами входных сигналов эквалайзера  $x_m(k)$ , что послужило использованию в англоязычном названии слова «x-filtered».

В табл. 1 и табл. 2, векторы с числом элементов  $N_\Sigma = M \cdot N$  формируются как

$$\hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k) = [\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(1)T}(k), \hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(2)T}(k), \dots, \hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(M)T}(k)]^T \quad (1)$$

и

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = [\mathbf{h}_{N'}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N'}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N'}^{(M)T}(k)]^T. \quad (2)$$

В таблицах вычислительные процедуры эквалайзеров приведены для случая использования в них LMS-алгоритмов. Эти процедуры легко модифицируются и на случай использования в них NLMS-алгоритмов.

Если используется NLMS-алгоритм, то уравнение (1.12) в табл. 1 заменяется уравнением

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + \frac{2\mu}{\mathbf{x}_{N_e}^{(m)T}(k)\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) + \hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)T}(k)\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) + \delta^2} \hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k)\alpha(k), \quad (3)$$

а уравнение (2.29) в табл. 2 – уравнением

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + \frac{2\mu}{\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)T}(k)\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k) + \delta^2} \hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k)\hat{\alpha}(k), \quad (4)$$

где  $0 < \mu \leq 1$  – шаг сходимости, а  $\delta^2$  – параметр регуляризации операции деления.

Для обеспечения устойчивости адаптивного LMS-алгоритма, в эквалайзере, см. рис. 1, необходимо использовать шаг сходимости, определяемый сигналами векторов  $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k)$  и  $\hat{\mathbf{x}}_{N'}^{(m)}(k)$  как

$$\mu < \frac{1}{\mathbf{x}_{N_e}^{(m)T}(k) \cdot \mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k) + \hat{\mathbf{x}}_{N_e}^{(m)T}(k) \cdot \hat{\mathbf{x}}_{N_e}^{(m)}(k)} \quad (5)$$

Эквалайзер, см. рис. 2, позволяет использовать для адаптивного LMS-алгоритма больший шаг сходимости, который определяется как

$$\mu < \frac{1}{\hat{\mathbf{x}}_{N_e}^{(m)T}(k) \cdot \hat{\mathbf{x}}_{N_e}^{(m)}(k)} \quad (6)$$

Оба значения шага сходимости обеспечивают стабильную работу адаптивных фильтров эквалайзеров, однако значение (6) обеспечивает более высокую скорость сходимости. Данное утверждение также справедливо и для NLMS-алгоритмов, см. (3) и (4).

В эквалайзере, см. рис. 1, невозможно использовать RLS-алгоритмы, т.к. в этих алгоритмах отсутствует параметр, аналогичный шагу сходимости, с помощью которого можно было бы обеспечить устойчивое функционирование этого алгоритма за счет уменьшения его скорости сходимости. Однако в эквалайзере, см. рис. 2, можно использовать более эффективные RLS-алгоритмы [41-44]. Если используется многоканальный RLS-алгоритм на основе леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL), то уравнение (2.29) в табл. 2 заменяется уравнениями

$$\hat{\mathbf{g}}_{N_s}(k) = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k-1)\hat{\mathbf{x}}_{N_s}(k)}{\lambda + \hat{\mathbf{x}}_{N_s}^T(k)\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k-1)\hat{\mathbf{x}}_{N_s}(k)} \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[ \hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k-1) - \hat{\mathbf{g}}_{N_s}(k)\hat{\mathbf{x}}_{N_s}^T(k)\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k-1) \right] \quad (8)$$

и

$$\mathbf{h}_{N_s}(k) = \mathbf{h}_{N_s}(k-1) + \hat{\mathbf{g}}_{N_s}(k)\hat{\alpha}(k) \quad (9)$$

Здесь матрица  $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(k)$  – это матрица, обратная к корреляционной матрице  $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}(k)$  сигналов  $\hat{\mathbf{x}}_m(k)$  многоканального адаптивного фильтра,  $\hat{\mathbf{g}}_{N_s}(k)$  – вектор коэффициентов Калмана, а  $\lambda$  – коэффициент забывания [7-10]. В случае использования MIL RLS-алгоритма, в уравнении (2.0) необходимо дополнительно инициализировать обратную корреляционную матрицу как  $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_{N_s}$ , где  $\mathbf{I}_{N_s}(k)$  – единичная матрица,  $\delta^{-2}$  – параметр начальной регуляризации обращения корреляционной матрицы. Детали других многоканальных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации могут быть найдены в [8], а особенности архитектур, аналогичных архитектурам, см. рис. 1 и рис. 2, – в [31-39].

Если входные сигналы  $x_m(k)$  являются сигналами речи, то для обучения адаптивного фильтра эквалайзера вместо LMS-алгоритма следует использовать NLMS-алгоритм. Это обусловлено тем, что выбор значения параметра  $\mu$ , который одновременно обеспечивал бы максимальную скорость сходимости адаптивного фильтра на базе LMS-алгоритма и его стабильную работу, является неоднозначным в силу нестационарной природы речевых сигналов. По этой причине сравнительное моделирование эквалайзеров в настоящей работе проведено лишь для случаев использования модифицированных RLS- и NLMS- алгоритмов и традиционного NLMS-алгоритма. Результаты моделирования приведены в следующем разделе.

## Моделирование эквалайзеров

Компьютерное моделирование, подтверждающее работоспособность и эффективность рассмотренных эквалайзеров в задаче выравнивания АЧХ акустических каналов, проводилось на примере моделирования многоканального эквалайзера с двумя входами и одним выходом. Для моделирования акустической среды были рассчитаны два акустических импульсных отклика пустого прямоугольного помещения. Для расчета был использован метод [40]. Отклики содержали по 256 отсчетов, взятых на частоте дискретизации 8 кГц. Они определялись между каждой из двух точек пространства, соответствующих расположению громкоговорителей, и одной точкой этого пространства, соответствующей расположению микрофона. Совместные отклики (акустический, громкоговорителя и микрофона) по длительности примерно соответствуют импульсным откликам в салоне автомобиля среднего размера.

При моделировании эквалайзеров были выбраны фильтры с числом весовых коэффициентов  $N_a^{(m)} = 256$ ,  $N_e^{(m)} = N_a^{(m)}$ ,  $N^{(m)} = 512$  и линия задержки в  $N_d = 385$  отсчетов. Предполагалась идеальная оценка (идентификация) акустических фильтров  $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ , т.е.  $\tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)} = \mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ . Параметр регуляризации  $\delta^2$ , значение шага сходимости  $\mu$  для NLMS-алгоритма, а также значение коэффициента забывания  $\lambda$  для RLS-алгоритма были выбраны из условий обеспечения устойчивости этих алгоритмов и максимальной скорости их сходимости.

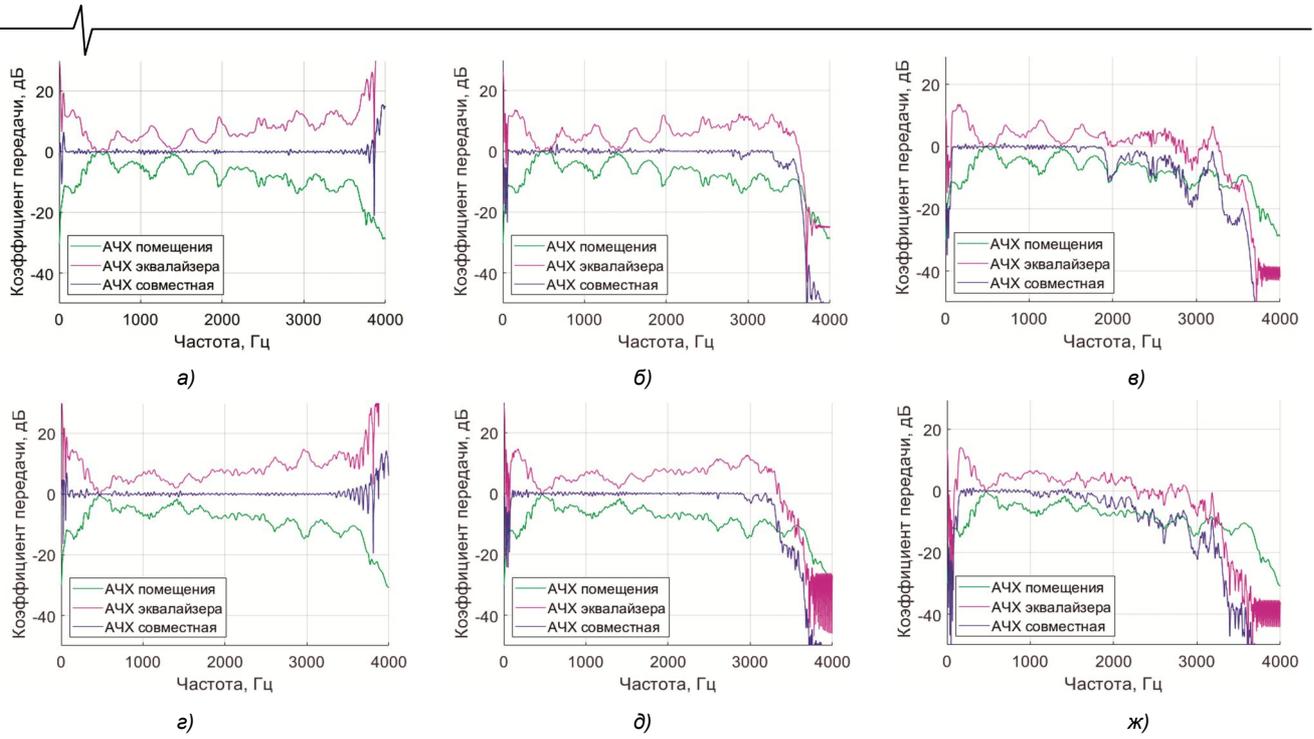
В моделировании использовались два разных входных сигнала  $x_m(k)$ . Это записи мужской и женской речи длительностью примерно 50 с. Сигналы были дискретизированы с частотой 8 кГц. Каждая запись содержала одинаковые фразы, произносимые с разным темпом тремя разными дикторами, обладающими разным тембром голоса. К сигналу микрофона также добавлялся аддитивный белый гауссов шум  $z(k)$ , см. рис. 1 и рис. 2, имитирующий шум окружающей среды. Среднее отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе микрофона определялось как

$$\text{ОСШ} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_{\hat{y}}^2}{\sigma_z^2} \quad (10)$$

где  $\sigma_{\hat{y}}^2$  – дисперсия суммарного сигнала  $\hat{y}(k) = \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k)$

при отсутствии эквалайзера,  $\sigma_z^2$  – дисперсия шума  $z(k)$ . Эти дисперсии определялись по всей длине (всем отсчетам) обрабатываемых сигналов. Примерно одинаковое качество выравнивания АЧХ достигалось в диапазоне значений ОСШ = 10 ... 30 дБ. Результаты моделирования, представленные ниже на рис. 3 – рис. 6, соответствуют значениям ОСШ = 30 дБ.

На рис. 3 показаны результаты выравнивания АЧХ двух акустических каналов помещения при использовании в эквалайзерах модифицированных RLS- и NLMS-алгоритмов, а также традиционного NLMS-алгоритма, и обработке указанных выше речевых сигналов. На рисунках приведены исходные АЧХ акустических каналов, АЧХ эквалайзеров (отдельно по каждому каналу) и вы-



4д

Рис. 3. Многоканальный эквалайзер с фильтрацией входного речевого сигнала, АЧХ: а), в) – модифицированный RLS-алгоритм; б), д) – модифицированный NLMS-алгоритм; е), ж) – традиционный NLMS-алгоритм

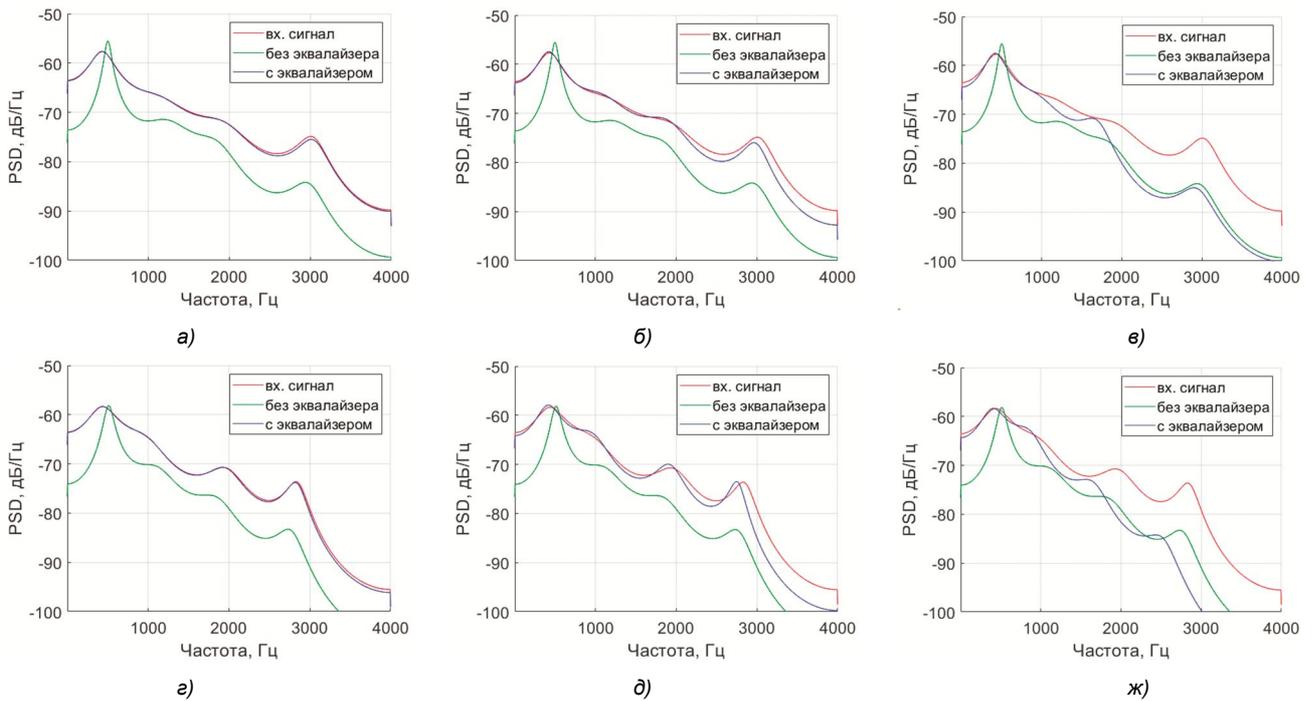


Рис. 4. Многоканальный эквалайзер с фильтрацией входного речевого сигнала, PSD: а), в) – модифицированный RLS-алгоритм; б), д) – модифицированный NLMS-алгоритм; е), ж) – традиционный NLMS-алгоритм

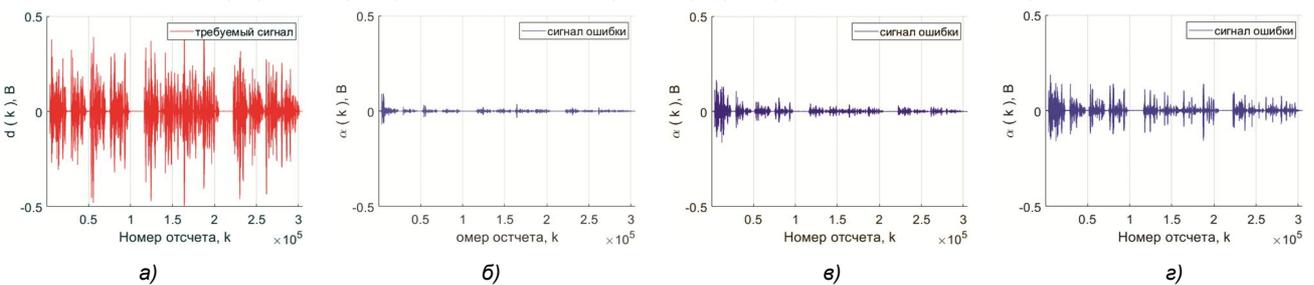
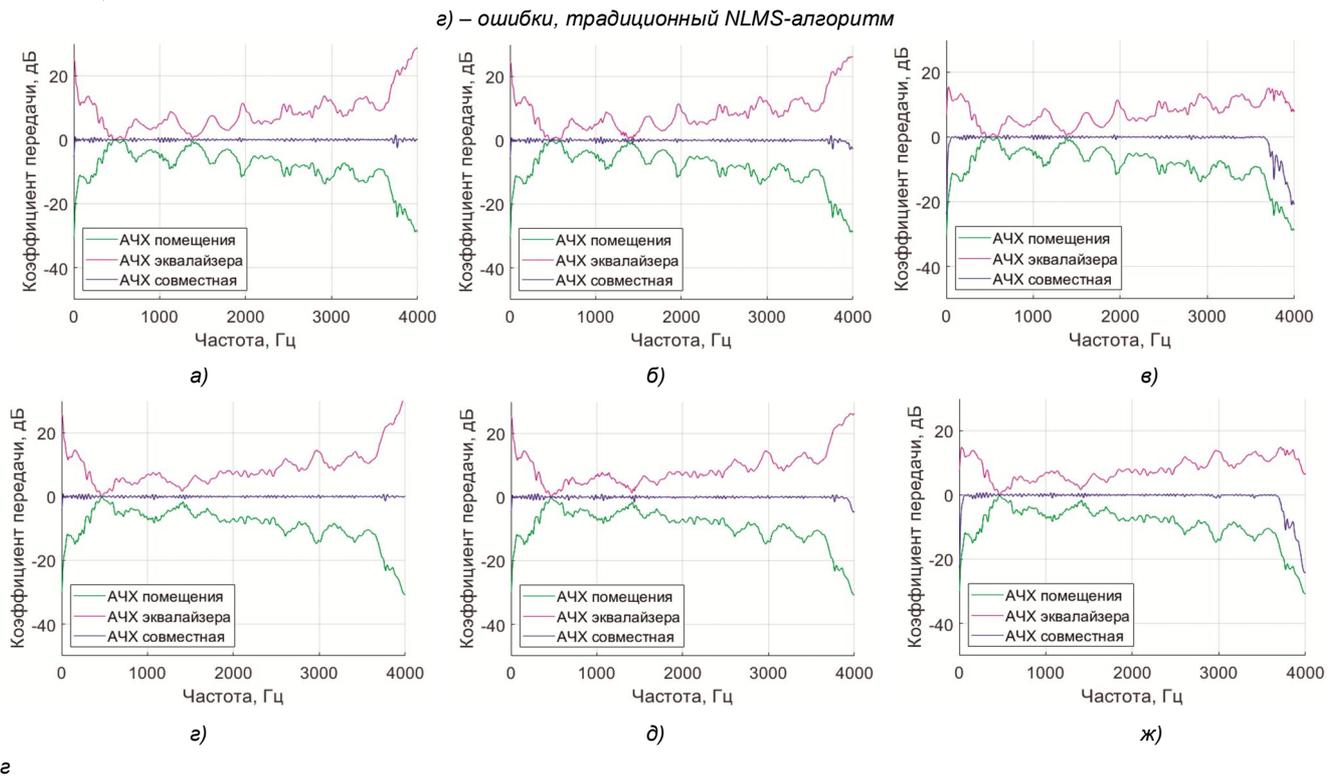


Рис. 5. Многоканальный эквалайзер с фильтрацией входного речевого сигнала, сигналы: а) – требуемый; б) – ошибки, модифицированный RLS-алгоритм; в) – ошибки, модифицированный NLMS-алгоритм;



*Рис. 6. Многоканальный эквалайзер с фильтрацией входного шумового сигнала АЧХ: а), г) – модифицированный RLS-алгоритм; б), д) – модифицированный NLMS-алгоритм; в), ж) – традиционный NLMS-алгоритм*

ровненные АЧХ (совместные АЧХ канала и эквалайзера). Рисунок по вертикали соответствует двум разным акустическим каналам. Эквалайзер на базе модифицированного RLS-алгоритма обеспечивает неравномерность выровненной АЧХ около 2 дБ в большей части рассматриваемой полосы частот, за исключением небольших областей на низких и высоких частотах. Неравномерность этой АЧХ при использовании модифицированного NLMS-алгоритма почти такая же за исключением высокочастотной области, так как на этом частотном участке значения спектральной плотности мощности (Power Spectral Density, PSD) речевого сигнала сравнимы с PSD аддитивного шума. Эквалайзер на основе традиционного NLMS-алгоритма в силу меньшего шага сходимости, см. (3), демонстрирует худшие результаты по сравнению с модифицированным NLMS-алгоритмом, см. (4). Традиционный NLMS-алгоритм демонстрирует указанную выше неравномерность АЧХ только на небольшом участке рассматриваемого частотного диапазона.

Более низкое качество NLMS-алгоритмов обусловлено тем, что используемые речевые сигналы являются сильно коррелированными. И хотя NLMS-алгоритмы при обработке таких сигналов демонстрируют несколько лучшее качество по сравнению с LMS-алгоритмами, наилучшее качество все же достигается при использовании любых RLS-алгоритмов, так как их сходимость не зависит от природы обрабатываемых сигналов (числа обусловленности корреляционной матрицы этих сигналов).

На рис. 4 приведены графики кривых PSD обрабатываемых речевых сигналов: неискаженного акустическим каналом, искаженного (без эквалайзера) и восстанов-

ленного (на выходе акустического канала при использовании эквалайзера). Эти результаты согласуются с результатами, представленными на рис. 3, а именно: близость кривых графиков PSD входных сигналов и сигналов при использовании эквалайзера также определяется архитектурой эквалайзера и видом используемого в нем адаптивного алгоритма.

На рис. 5 приведены графики требуемого сигнала, т.е. задержанной на  $D$  отсчетов суммы двух входных речевых сигналов  $x_1(k)$  и  $x_2(k)$ , и ошибок на выходе адаптивных фильтров эквалайзеров в процессе их работы. Из рисунка также следует, что модифицированный RLS-алгоритм демонстрирует наивысшую скорость сходимости и наименьшее значение ошибки  $\alpha(k)$  в установившемся состоянии. Эти показатели самые худшие для традиционного NLMS-алгоритма.

Из рис. 3 – рис. 5 следует, что наилучшее качество выравнивания каналов обеспечивается эквалайзером на основе модифицированного RLS-алгоритма по сравнению с эквалайзером на основе модифицированного и традиционного NLMS-алгоритмов. Несколько лучшие результаты по неравномерности совместной АЧХ достигаются при использовании белого шума в качестве тренировочных сигналов  $x_m(k)$  во всех трех рассматриваемых случаях, см. рис. 6. Однако такие сигналы можно использовать лишь в начале работы эквалайзера при его обучении. Слежение с помощью эквалайзера за изменяющейся акустической обстановкой в этом случае становится невозможным, так как при работе эквалайзера воспроизведение речи или музыки не должно прерываться за счет излучения специальных сигналов.

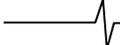
## Заключение

Таким образом, в настоящей работе рассмотрено выравнивание АЧХ акустических каналов, основанное на использовании эквалайзеров с модифицированными и традиционными адаптивными алгоритмами с фильтрацией входного сигнала. Продемонстрировано наилучшее качество эквалайзера на основе модифицированного RLS-алгоритма по сравнению с эквалайзером на основе модифицированного и традиционного NLMS-алгоритмов по величине неравномерности выровненной АЧХ в диапазоне интересующих частот, по близости кривых спектральных плотностей мощности неискаженных речевых сигналов и этих же сигналов, прошедших через эквалайзер и акустическую среду, а также по длительности переходных процессов и значениям ошибок на выходе используемых адаптивных фильтров в установившемся состоянии. Данное решение может быть легко распространено на MIMO эквалайзеры, которые позволят улучшить качество звучания музыки и речи в интересующей области пространства.

## Литература

1. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.
2. Сюев В. В. Основы теории цифровой обработки сигналов. М: PT Софт, 2014. 752 с.
3. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hall, 2004. 624 p.
4. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
5. Welch T.B., Wright H.G., Morrow M.G. Real-time digital signal processing from MATLAB to C with the TMS320C6x DSPs, 3rd ed. CRC Press, 2017. 480 p.
6. Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телком, 2017. 100 с.
7. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications, 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
8. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
9. Haykin S. Adaptive filter theory, 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
10. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
11. Benesty J., Huang Y., Eds. Adaptive signal processing: applications to real-world problems. Springer-Verlag, 2003. 356 p.
12. Gay S. L., Benesty J., Eds. Acoustic signal processing for telecommunications. Springer, 2000. 333 p.
13. Vaseghi S. V. Advanced digital signal processing and noise reduction, 2-nd ed. John Wiley & Sons Ltd., 2000. 473 p.
14. Davis G. M. Noise reduction in speech applications. CRC Press, 2002. 432 p.
15. Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing Magazine. 1997, vol. 14, no. 5, pp. 39-41.
16. Albu I., Anghel C., Paleologu C. Adaptive filtering in acoustic echo cancellation systems – a practical overview. Proceedings of the 9-th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). Targoviste, Romania, June 29 – July 1, 2017. 6 p.
17. Benesty J., Chen J., Huang Y. Microphone array signal processing. Springer, 2008. 250 p.
18. Bai M. R., Ih J.-G., Benesty J. Acoustic array systems. Theory, implementation and application. John Wiley & Sons, 2013. 516 p.
19. Elliot S. J., Nelson P. A. Active noise control. IEEE Signal Processing Magazine. 1993, vol. 10, no. 4, pp. 12-35.
20. Kuo S. M., Morgan D. S. Active noise control: a tutorial review. Proceedings of the IEEE. 1999, vol. 87, no. 6, pp. 943-973.
21. Jariwala R., Upadhyaya I., George N. V. Robust equalizer design for adaptive room impulse response compensation. Applied Acoustics. 2017, vol. 125, pp. 1-6.
22. Cecchi S., Carini A., Spors S. Room response equalization – a review. Applied Sciences. 2018, vol. 8, no. 1 (16), pp. 1-47.
23. Qureshi S. Adaptive equalization. Proceedings of the IEEE. 1985, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387.
24. Джиган В.И. Эквалайзеры с дробной задержкой и обратной связью на базе быстрых RLS-алгоритмов. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 2. С. 126-131.
25. Nezami M. K. Fundamentals of power amplifier linearization using digital pre-distortion. High Frequency Electronics. 2004, vol. 3, no. 8, pp. 54-59.
26. Gharabeh K. M. Nonlinear distortion in wireless systems: modeling and simulation with MATLAB. John Wiley & Sons Ltd., 2012. 355 p.
27. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson. 1985. 528 p.
28. Giordano A. A., Hsu F. M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley & Sons, 1985. 412 p.
29. Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48-77.
30. Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1 – 2, 2007. 4 p.
31. Bjarason E. Active noise cancellation using a modified form of the filtered-X LMS algorithm. Proceedings of the 6<sup>th</sup> European Signal Processing Conference. Brussels, Belgium, August 24 – 27, 1992, pp. 1053-1056.
32. 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, pp. 606-618.
33. Douglas S. C. An efficient implementation of the modified filtered-X LMS algorithm. IEEE Signal Processing Letter. 1997, vol. 4, no. 10, pp. 286-288.
34. Akhtar M. T., Abe M., Kawamata M. Modified-filtered-x LMS algorithm based active noise control systems with improved online secondary-path modeling. Proceedings of the 47<sup>th</sup> IEEE International Midwest Symposium on Cir-

---



cuits and Systems. Hiroshima, Japan, July 25 – 28, 2004, pp. 1.13-1.16.

35. Poltman R. D. Conversion of the delayed LMS algorithm into the LMS algorithm. *IEEE Signal Processing Letters*. 1995, vol. 2, no 12, pp. 223.

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

37. 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.

38. Djigan V. I., Dolgikh D. A., Smekalov A. I., Shi H. Predistortion device. United State Patent № US 10171041 B2, H 03F 1/32. Publ. 01.01.2019. 36 p.

39. Джиган В.И. Предсказатели сигналов с прямым обучением для усилителей мощности. Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем

(МЭС). 2020. Выпуск 3. С. 151-157.

40. Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulation small-room acoustics. *Journal of Acoustical Society of America*. 1979, vol. 64, no. 4, pp. 943-950.

41. Cioffi J. M., Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering. *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1984, vol. 32, no. 2, pp. 304-337.

42. Slock D. T. M., Kailath T. Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering. *IEEE Trans. Signal Processing*. 1991, vol. 39, no. 1, pp. 92-114.

43. Djigan V. I. Some tricks of calculations in MIL RLS algorithm. Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2021). Moscow, Russia, March 24 – 26, 2021, 4 p.

44. Djigan V. I. Low complexity RLS adaptive filters. Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2022). Moscow, Russia, March 30 – April 1, 2022, 5 p.