

Адаптивное выравнивание амплитудно-частотных характеристик каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях

В.И. Джиган

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, г. Москва, djigan@ipprm.ru

Аннотация — В настоящей статье представлена технология выравнивания амплитудно-частотных характеристик каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях. Эта технология основана на использовании в эквалайзерах таких каналов модифицированных адаптивных алгоритмов 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 алгоритмы по критерию наименьшего квадрата (Least Means Square, LMS) или нормализованные LMS (Normalized LMS, NLMS) алгоритмы. Модификация также позволяет использовать в эквалайзерах более вычислительно сложные, но одновременно и более эффективные адаптивные рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS). В статье представлены архитектура предложенного эквалайзера и вычислительная процедура алгоритма его работы. Результаты моделирования демонстрируют эффективность модифицированных алгоритмов 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 режиме.

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

I. ВВЕДЕНИЕ

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) [1] сегодня играет важную роль в разработке различных изделий электронной техники, которые находят широкое применение в аппаратуре радиолокационных систем, систем связи, систем спутниковой навигации, а также в бытовой электронике. Широкое использование ЦОС обусловлено современными достижениями в разработке и производстве высокоскоростных

цифровых интегральных схем с низким энергопотреблением и низкой стоимостью [2], [3]. Адаптивная обработка сигналов является одним из передовых направлений в современной ЦОС [4]-[7]. Она широко используется при решении различных технических задач, в том числе при обработке акустических сигналов: для подавления сигналов акустических шумов [8], для подавления сигналов акустического эха [9], в микрофонных решетках [10], для активного шумоподавления (Active Noise Control, ANC) [11], а также для выравнивания амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) каналов распространения акустических волн (далее по тексту акустических каналов) в закрытых помещениях [12].

Последняя задача – это относительно новое направление в ЦОС. Решение этой задачи используется для обеспечения неискаженного звучания музыки и речи, воспроизводимых с помощью высококачественных аудиосистем в закрытых помещениях. Согласно [12], выравнивание АЧХ акустических каналов базируется на различных методах, в том числе и методах, используемых для выравнивания АЧХ каналов систем связи [13]. В то же время, для выравнивания АЧХ акустических каналов могут быть использованы методы, аналогичные используемым в ANC-системах [11] или в цифровых устройствах предискажения (Digital Predistorter, DPD) сигналов, передаваемых через нелинейные цепи [14].

В большинстве ANC- и DPD-систем используются простые с точки зрения вычислительной сложности адаптивные алгоритмы по критерию наименьшего среднего квадрата (Least Mean Square, LMS) или нормализованные LMS-алгоритмы (Normalized LMS, NLMS) [4]-[7] в так называемом традиционном режиме работы с фильтрацией входного сигнала. Такие алгоритмы в англоязычной литературе называются «x-filtered». Применение в указанных приложениях простых адаптивных алгоритмов связано с тем, что применение более вычислительно сложных, но и более эффективных адаптивных рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) [15] в режиме работы с фильтрацией входного сигнала, вообще говоря, не вполне корректно. Эта проблема решается путем использования в указанных приложениях так

называемых модифицированных адаптивных алгоритмов [16]-[20].

Модификация позволяет ускорить сходимость LMS- и NLMS- алгоритмов с фильтрацией входного сигнала, а также использовать RLS-алгоритмы с фильтрацией входного сигнала при решении задач активного шумоподавления, предискажения сигналов и рассматриваемой в настоящей статье задачи выравнивания АЧХ.

Целью данной статьи является демонстрация эффективности применения модифицированных адаптивных алгоритмов с фильтрацией входного сигнала [19], [20] для решения задач выравнивания АЧХ каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях. В следующих разделах статьи рассмотрены архитектура эквалайзера, использующего такие алгоритмы, приведены вычислительные процедуры этих алгоритмов, а также приведены результаты сравнительного моделирования двухканального эквалайзера при использовании в нем модифицированных RLS- и NLMS-алгоритмов.

II. ЗАДАЧА ВЫРАВНИВАНИЯ АЧХ АКУСТИЧЕСКИХ ОТКЛИКОВ ПОМЕЩЕНИЯ И ЕЕ РЕШЕНИЕ

Известно, что любое закрытое помещение характеризуется так называемым акустическим импульсным откликом [21]. Это связано с тем, что звук, излучаемый в одной точке помещения, достигает другой её точки не только за счет прямого распространения акустической волны, но и за счет её многочисленных отражений от предметов, находящихся в данном помещении. Амплитуды отраженных волн и их положение на оси времени (задержки) можно интерпретировать как отсчеты некоторого импульсного отклика.

Свертка акустической импульсного отклика с импульсными откликами громкоговорителя и микрофона, которые установлены в точке изучения и в точке восприятия звукового сигнала, образует совместный акустический импульсный отклик между этими двумя точками помещения. Отсчеты w_n совместного импульсного отклика можно рассматривать как весовые коэффициенты некоторого линейного фильтра, которые можно представить вектором $\mathbf{w}_{N_a} = [w_1, w_2, \dots, w_{N_a}]^T$.

Здесь и далее 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, например $N \times N$, в квадратной матрице. Строчные символы обозначают скалярные переменные и элементы векторов и матриц.

Спектр акустического сигнала, прошедшего через фильтр с весовыми коэффициентами \mathbf{w}_{N_a} ,

претерпевает изменения в соответствии с АЧХ данного фильтра. Если требуется неискаженное звучание сигнала в точке его восприятия, то эту АЧХ необходимо выровнять. Адаптивное выравнивание 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. Такой эквалайзер можно интерпретировать как линейную систему со многими входами и одним выходом (Multi-Input and Single-Output, MISO). На ее основе может быть легко построена аналогичная система со многими входами и многими выходами (Multi-Input and Multi-Output, MIMO), предназначенная для создания неискаженной зоны звучания в заданной области замкнутого пространства.

Предлагаемая архитектура эквалайзера на основе модифицированного адаптивного алгоритма с фильтрацией входного сигнала приведена на рис. 1. На этом рисунке акустическая часть эквалайзера выделена зеленым цветом. Цифровая часть выделена другими цветами. Например, часть, относящаяся к эквалайзеру и адаптивному фильтру, выделена красным цветом. Есть несколько особенностей, которые отличают архитектуру данного эквалайзера от аналогичной архитектуры ANC-системы. Эти особенности перечислены ниже.

На рис. 1 входные сигналы $x_m(k)$ формируются в цифровой области. Здесь и далее $m = 1, 2, \dots, M$, M – число каналов, а k – номер отсчета дискретизированного сигнала. Этот номер совпадает с номером итерации используемого адаптивного алгоритма. В ANC-системе входные сигналы улавливаются в аналоговом виде так называемым эталонным микрофоном.

На рис. 1, физическая линия задержки имеет «длину» (число ячеек памяти), равную D отсчетам. Значение D обычно 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 не обязательно. При соблюдении условия $N > N_a$ обеспечивается хорошее выравнивание АЧХ канала. В ANC-системе вместо линии задержки присутствуют физические акустические каналы (среда распространения звука), именуемые первичными акустическими путями (primary paths).

На рис. 1 сигнал ошибки $\alpha(k)$ формируется в цифровом виде. Однако в ANC-системе этот сигнал формируется «в воздухе». Он улавливается так

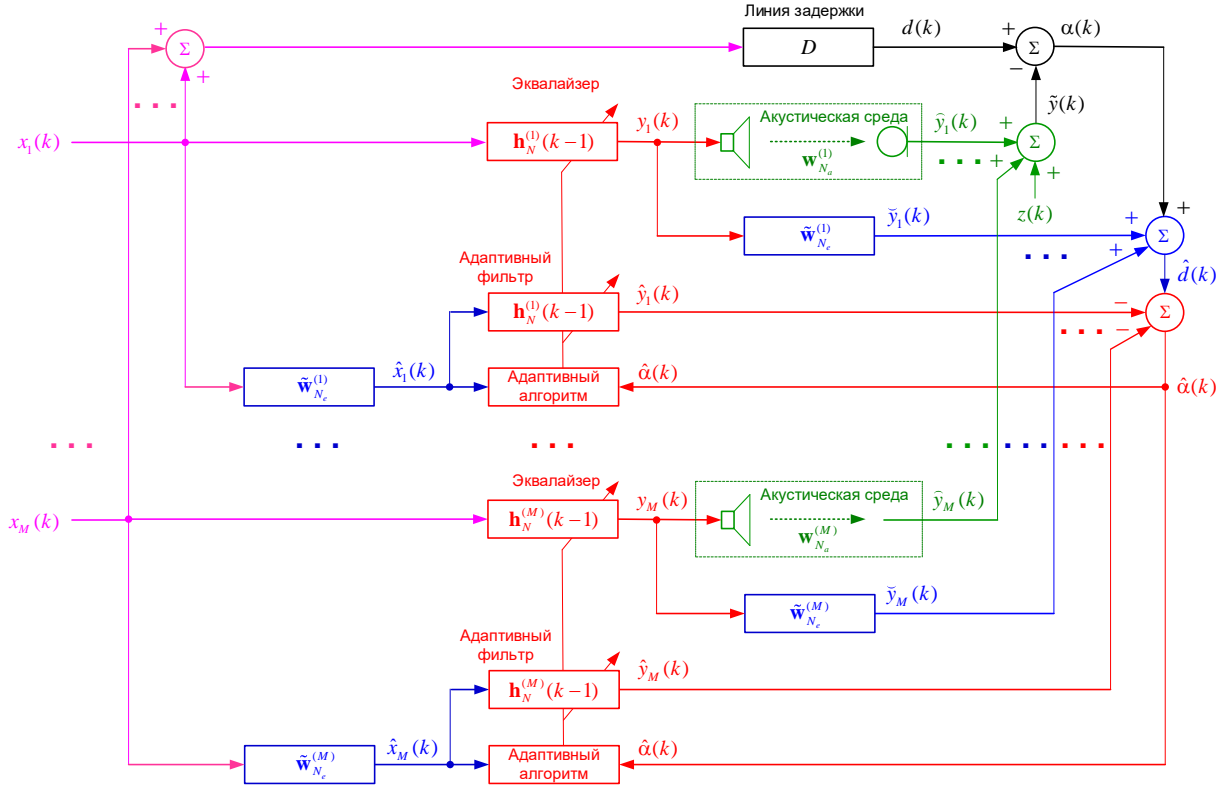


Рис. 1. Многоканальный модифицированный эквалайзер с фильтрацией входного сигнала

называемым микрофоном ошибки в аналоговом виде. Микрофон также улавливает окружающий фоновый шум $z(k)$, см. рис. 1, как в эквалайзере, так и в ANC-системе.

Оценка векторов $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$, необходимых для реализации эквалайзера, см. рис. 1, является процедурой, которая в данной статье не рассматривается. На рис. 1 оценки векторов $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ обозначены как $\tilde{\mathbf{w}}_{N_a}^{(m)} = [\tilde{w}_{m,1}, \tilde{w}_{m,2}, \dots, \tilde{w}_{m,N_a}]^T$.

Оценивание векторов $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$ обычно производится путем решения задачи идентификации линейной системы [4]-[7]. В качестве зондирующего сигнала в этой задаче используется сигнал речи или белый шум. Адаптивный фильтр, решающий поставленную задачу, подключается в точках формирования сигналов $y_m(k)$ и $\tilde{y}_m(k)$. Ниже представлена вычислительная процедура алгоритма работы эквалайзера, соответствующая архитектуре, см. рис. 1.

Рассматриваемый адаптивный алгоритм называется алгоритмом с фильтрацией входного сигнала потому, что при расчете векторов $\mathbf{h}_N^{(m)}$ в нем 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 $\hat{x}_m(k)$ на выходах фильтров с весовыми коэффициентами $\tilde{\mathbf{w}}_{N_a}^{(m)}$.

Инициализация: $\mathbf{x}_{N_d}(0) = \mathbf{0}_{N_d}$; $\mathbf{x}_N^{(m)}(0) = \mathbf{0}_N$; $\mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$;
 $\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(0) = \mathbf{0}_N$; $\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$; $\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_a}$; $\mathbf{h}_N^{(m)}(0) = \mathbf{0}_{N_e}$;
 оценка $\mathbf{w}_{N_e}^{(m)}$; $m = 1, 2, \dots, M$; $\hat{\mathbf{R}}_{N_\Sigma}^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}_{N_\Sigma}$

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

$$\mathbf{x}_{N_d}(k) \Big|_{2:N_d} = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big|_{1:N_d-1}; \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big|_1 = \sum_{m=1}^M x_m(k)$$

$$d(k) = \mathbf{x}_{N_d}(k) \Big|_{N_d}$$

For $m = 1, 2, \dots, M$

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

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

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

$$\hat{x}_m(k) = \mathbf{w}_{N_e}^{(m)T}(k-1) \mathbf{x}_{N_e}^{(m)}(k)$$

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k)|_{2:N} &= \hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k)|_{1:N-1}; \hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k)|_1 = \hat{x}_m(k) \\ \hat{y}_m(k) &= \mathbf{h}_N^{(m)T}(k-1)\hat{\mathbf{x}}_N^{(m)}(k) \\ \mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k)|_{2:N_e} &= \mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k)|_{1:N_e-1}; \mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k)|_1 = y_m(k) \\ \tilde{y}_m(k) &= \tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)T}(k-1)\mathbf{y}_{N_e}^{(m)}(k) \\ \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)|_{2:N_a} &= \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)|_{1:N_a-1}; \mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)|_1 = y_m(k) \\ \hat{y}_m(k) &= \mathbf{w}_{N_a}^{(m)T}\mathbf{y}_{N_a}^{(m)}(k)\end{aligned}$$

End

$$\tilde{y}(k) = \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k) + z(k)$$

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

$$\hat{d}(k) = \alpha(k) + \sum_{m=1}^M \tilde{y}_m(k)$$

$$\hat{\alpha}(k) = \hat{d}(k) - \sum_{m=1}^M \hat{y}_m(k)$$

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

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

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + \hat{\mathbf{g}}_{N_\Sigma}(k)\hat{\alpha}(k)$$

End

Вычислительная процедура эквалайзера приведена для случая использования в нём RLS-алгоритма на основе леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL). Здесь расчеты, связанные с моделированием акустической части, также отмечены зеленым цветом, а расчеты, связанные с моделированием адаптивного фильтра, – красным цветом.

Векторы с числом элементов $N_\Sigma = M \cdot N$ формируются как

$$\hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k) = \left[\hat{\mathbf{x}}_N^{(1)T}(k), \hat{\mathbf{x}}_N^{(2)T}(k), \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^{(M)T}(k) \right]^T, \quad (1)$$

и

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \left[\mathbf{h}_N^{(1)T}(k), \mathbf{h}_N^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_N^{(M)T}(k) \right]^T. \quad (2)$$

Матрица $\hat{\mathbf{R}}_{N_\Sigma}^{-1}(k)$ – это матрица, обратная к корреляционной матрице $\hat{\mathbf{R}}_{N_\Sigma}(k)$ входных сигналов

$\hat{\mathbf{x}}_m(k)$, $\hat{\mathbf{g}}_{N_\Sigma}(k)$ – вектор коэффициентов Калмана, $\mathbf{I}_{N_\Sigma}(k)$ – единичная матрица, δ^{-2} – параметр начальной регуляризации обращения корреляционной матрицы, λ – коэффициент забывания [4]-[7].

Рассмотренная вычислительная процедура легко модифицируется на случай использования в ней LMS- или NLMS-алгоритма.

Если используется модифицированный LMS-алгоритм с фильтрацией входного сигнала, то уравнения, выделенные красным цветом, участвующие в вычислении вектора весовых коэффициентов $\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k)$ заменяются уравнением

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + 2\mu\hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k)\hat{\alpha}(k). \quad (3)$$

Если используется модифицированный NLMS-алгоритм с фильтрацией входного сигнала, то эти уравнения заменяются уравнением

$$\mathbf{h}_{N_\Sigma}(k) = \mathbf{h}_{N_\Sigma}(k-1) + \frac{2\mu}{\hat{\mathbf{x}}_N^T(k)\hat{\mathbf{x}}_N(k) + \delta^2} \hat{\mathbf{x}}_{N_\Sigma}(k)\hat{\alpha}(k), \quad (4)$$

где $0 < \mu \leq 1$ и δ^2 – шаг сходимости и параметр регуляризации операции деления.

Архитектура, см. рис. 1, позволяет использовать для адаптивного LMS-алгоритма шаг сходимости μ , который определяется как

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

Значение (5) обеспечивает более высокую скорость сходимости эквалайзера на основе модифицированных адаптивных фильтров с LMS-алгоритмом по сравнению с эквалайзером на базе традиционных адаптивных фильтров с LMS-алгоритмом (в статье не рассматриваются), в которых с целью обеспечения устойчивой работы используется уменьшенное значение шага сходимости

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

Данное утверждение также справедливо и для NLMS-алгоритмов, см. (4).

Поскольку в более эффективных RLS-алгоритмах адаптивной фильтрации [15], [22]-[25] отсутствует параметр, с помощью которого можно было бы замедлить сходимость, то эти алгоритмы могут быть использованы только в модифицированных адаптивных архитектурах эквалайзеров.

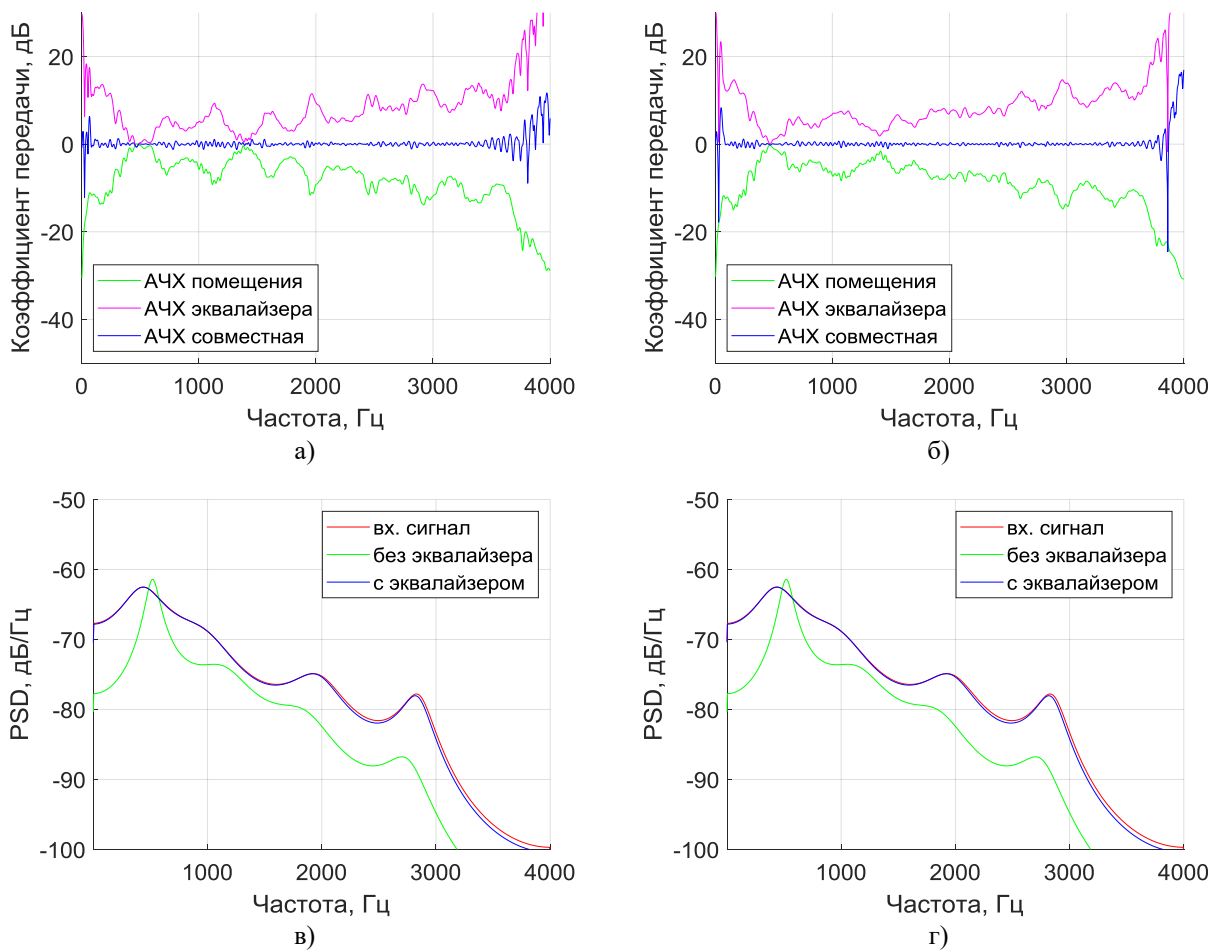


Рис. 2. Многоканальный модифицированный эквалайзер с фильтрацией входного сигнала, RLS-алгоритм: а), б) – АЧХ; в), г) – PSD

Если входные сигналы $x_m(k)$ являются сигналами речи, то для обучения адаптивного фильтра эквалайзера следует использовать NLMS-алгоритм вместо LMS-алгоритма. Это обусловлено с тем, что выбор значения параметра μ , который одновременно обеспечивает максимальную скорость сходимости адаптивного фильтра на базе LMS-алгоритма и его стабильную работу, не является однозначным в силу нестационарной природы речевых сигналов.

По этой причине сравнительное моделирование эквалайзеров проведено лишь для случаев использования модифицированных RLS- и NLMS-алгоритмов. Результаты моделирования представлены в следующем разделе, см. рис. 2 и 3.

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Компьютерное моделирование, подтверждающее работоспособность и эффективность предложенного эквалайзера в задаче выравнивания АЧХ каналов распространения акустических волн в закрытых

помещениях, проводилось на примере моделирования двухканального эквалайзера. Для этого были рассчитаны два акустических импульсных отклика прямоугольного помещения. 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. Для расчета был использован метод [21]. Импульсные отклики громкоговорителей и микрофона были также включены в эти модели. Совместные отклики (акустический, громкоговорителя и микрофона) по длительности соответствуют импульсным откликам в салоне автомобиля среднего размера.

При моделировании эквалайзера, см. рис. 1, 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

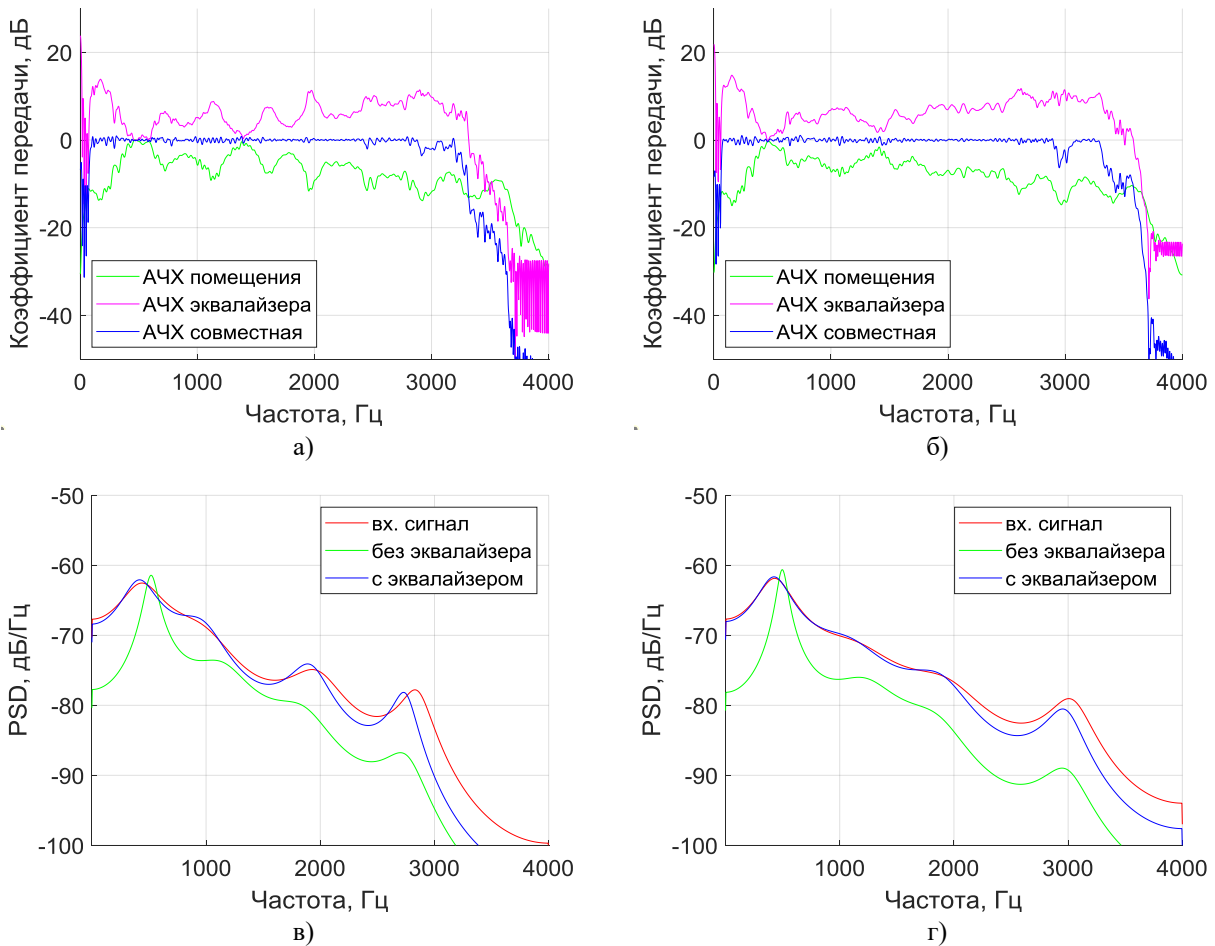


Рис. 3. Многоканальный модифицированный эквалайзер с фильтрацией входного сигнала, NLMS-алгоритм: а), б) – АЧХ; в), г) – PSD

оценка (идентификация) акустических фильтров $\mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$, т.е. $\tilde{\mathbf{w}}_{N_e}^{(m)} = \mathbf{w}_{N_a}^{(m)}$. Параметр регуляризации δ^2 , значение шага сходимости μ для NLMS-алгоритма, а также значение коэффициента забывания λ 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. Записи мужской и женской речи между собой не были синхронизированы. К сигналу микрофона также добавлялся аддитивный белый гауссов шум $z(k)$, см. рис. 1, имитирующий шум окружающей среды.

Среднее отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе микрофона определялось как

$$\text{ОСШ} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_y^2}{\sigma_z^2}, \quad (7)$$

где σ_y^2 – дисперсия суммарного сигнала $\hat{y}(k) = \sum_{b=1}^M \hat{y}_m(k)$ при отсутствии эквалайзера, σ_z^2 – дисперсия шума $z(k)$. Эти дисперсии определялись по всей длине (всем отсчетам) обрабатываемых сигналов. Примерно одинаковое качество выравнивания АЧХ достигалось при значениях ОСШ = 10... 30 дБ. Результаты моделирования, представленные далее на рисунках, соответствуют значениям ОСШ = 30 дБ.

На рис. 2 и 3 показаны результаты выравнивания АЧХ помещения при использовании модифицированных RLS- и NLMS-алгоритмов с фильтрацией входных сигналов. На рисунках приведены исходные АЧХ акустических каналов, АЧХ

эквалайзеров (отдельно по каждому каналу) и выровненные АЧХ (совместные АЧХ канала и эквалайзера).

На этих рисунках также приведены графики кривых спектральной плотности мощности (Power Spectral Density, PSD) обрабатываемых речевых сигналов: неискаженного акустическим каналом, искаженного (без эквалайзера) и восстановленного (с выхода эквалайзера). Согласно рис. 2 и рис. 3, лучшее качество выравнивания каналов обеспечивается эквалайзером на основе модифицированного RLS-алгоритма по сравнению с эквалайзером на основе модифицированного NLMS-алгоритма. Эквалайзер на основе традиционного NLMS-алгоритма в силу малого шага сходимости, см. (6), демонстрирует худшие результаты по сравнению с модифицированным NLMS-алгоритмом. Результаты для эквалайзера на основе традиционного NLMS-алгоритма в статье не приведены. Эквалайзер на базе модифицированного RLS-алгоритма обеспечивает неравномерность выровненной АЧХ, равную 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 PSD речевого сигнала сравнима с PSD аддитивного шума. Несколько лучшие результаты демонстрируют оба алгоритма при использовании белого шума в качестве излучаемых сигналов $x_m(k)$. Однако использование такого сигнала возможно лишь в начале работы эквалайзера. Поэтому решение с помощью эквалайзера за изменяющейся акустической обстановкой становится невозможным. Длительность переходного процесса адаптивного фильтра и установившееся значение ошибки на его выходе, обеспечиваемые RLS-алгоритмом, меньше по сравнению с этими же показателями для NLMS-алгоритма. Демонстрация этого утверждения в статье не приводится в силу ограниченного её объема.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье рассмотрена технология выравнивания АЧХ акустических каналов помещений, основанная на использовании эквалайзеров с модифицированными адаптивными алгоритмами с фильтрацией входного сигнала. Продемонстрировано несколько лучшее качество эквалайзера на основе RLS-алгоритма по сравнению с эквалайзером на основе NLMS-алгоритма по величине неравномерности выровненной АЧХ, а также по близости кривых спектральных плотностей мощности неискаженных речевых сигналов и этих же сигналов, прошедший через акустическую среду и эквалайзер. Предлагаемое решение может быть легко распространено на ММО эквалайзеры, которые позволяют улучшить качество звучания музыки и речи в интересующей области замкнутого пространства.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Oppenheim A. V., Schaffer R.W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.
- [2] Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
- [3] Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hall, 2004. 624 p.
- [4] Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications, 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
- [5] Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
- [6] Haykin S. Adaptive filter theory, 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
- [7] Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
- [8] Davis G. M. Noise reduction in speech applications. CRC Press, 2002. 432 p.
- [9] Makino S. Acoustic echo cancellation // IEEE Signal Processing Magazine. 1997. V. 14. № 5. P. 39–41.
- [10] Benesty J., Chen J., Huang Y. Microphone array signal processing. Springer, 2008. 250 p.
- [11] Elliot S. J., Nelson P. A. Active noise control // IEEE Signal Processing Magazine. 1993. V. 10. № 4. P. 12–35.
- [12] Cecchi S., Carini A., Spors S. Room response equalization – a review // Applied Sciences. 2018. V. 8, № 1 (16). P. 1–47.
- [13] 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.
- [14] Gharaibeh K. M. Nonlinear distortion in wireless systems: modeling and simulation with MATLAB. John Wiley & Sons Ltd., 2012. 355 p.
- [15] Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come // Proceedings of the 7-th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1 – 2, 2007. 4 p.
- [16] Bjamason E. Active noise cancellation using a modified form of the filtered-X LMS algorithm // Proceedings of the 6-th European Signal Processing Conference. 1992. V. 2. P. 1053–1056.
- [17] 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. V. 8. № 5. P. 606–618.
- [18] Douglas S. C. An efficient implementation of the modified filtered-X LMS algorithm // IEEE Signal Processing Letter. 1997. V. 4, № 10. P. 286–288.
- [19] 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-2015). Batumi, Georgia, September 26 – 29, 2015. P. 82–86.
- [20] Джиган В.И. Предсказатели сигналов с прямым обучением для усилителей мощности // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 3. С. 151–157.
- [21] Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulation small-room acoustics // Journal of Acoustical Society of America. 1979. V. 64. № 4. P. 943–950.
- [22] Giordano A. A., Hsu F. M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley & Sons, 1985. 412 p.
- [23] Cioffi J. M., Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1984. V. 32. № 2. P. 304–337.
- [24] Slock D. T. M., Kailath T. Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering // IEEE Trans. Signal Processing. 1991. V. 39. № 1. P. 92–114.
- [25] Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48–77.

Adaptive Equalization of Frequency Response of Acoustic Wave Propagation Channels in Closed Rooms

V.I. Djigan

Institute for design problems in microelectronics of Russian Academy of Sciences

Moscow, djigan@ippm.ru

Abstract — This paper presents the method of the adaptive equalization of the frequency responses of the acoustic wave propagation channels. The equalizer architecture is based on the usage of the modified x-filtered adaptive signal processing algorithms. Compared to the traditional x-filtered algorithms, the modified ones allow to accelerate the equalizer convergence if the computationally simple algorithms like the Least Means Square (LMS) or the Normalized LMS (NLMS) are used for the equalizer weights computation. Besides, the modification allows using computationally complex but efficient Recursive Least Squares (RLS) adaptive algorithms in the x-filtered equalizers whereas the algorithms cannot be used in the traditional x-filtered equalizers. The multichannel equalizer architecture and the computational procedures of the traditional and modified adaptive filtering algorithms are presented. 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. Despite of that, the power spectral density of the undistorted speech signal and the speech signal passed through the equalizer and acoustical channel are close each other if the RLS or NLMS algorithms are used. The proposed solution can be easily extended to the Multi-Input and Multi-Output (MIMO) equalizers. The MIMO equalizers allow improving the quality of the sound listening in the multiple points of a room.

Keywords — room response, equalization, adaptive filter, LMS, NLMS, RLS, traditional x-filtered algorithm, modified x-filtered algorithm.

REFERENCES

- [1] Oppenheim A. V., Schaffer R.W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.
- [2] Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
- [3] Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.
- [4] Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications, 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
- [5] Djigan V.I. Adaptivnaya fil'traciya signalov: teoriya i algoritmy (Adaptive signal filtering: theory and algorithms). M: Tekhnosfera, 2013. 528 s.
- [6] Haykin S. Adaptive filter theory, 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
- [7] Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
- [8] Davis G. M. Noise reduction in speech applications. CRC Press, 2002. 432 p.
- [9] Makino S. Acoustic echo cancellation // IEEE Signal Processing Magazine. 1997. V. 14. № 5. P. 39–41.
- [10] Benesty J., Chen J., Huang Y. Microphone array signal processing. Springer, 2008. 250 p.
- [11] Elliot S. J., Nelson P. A. Active noise control // IEEE Signal Processing Magazine. 1993. V. 10. № 4. P. 12–35.
- [12] Cecchi S., Carini A., Spors S. Room response equalization – a review // Applied Sciences. 2018. V. 8, № 1 (16). P. 1–47.
- [13] Djigan V.I. Ekvaljzery s drobnnoj zaderzhkoj i obratnoj svyaz'yu na baze bystryh RLS-algoritmov (Fractionally spaced feed-backward equalizers, based on fast RLS adaptive filtering algorithms) // Problemy razrabotki perspektivnyh mikro- i nanoelektronnyh sistem (MES). 2020. Vypusk 2. S. 126–131.
- [14] Gharaibeh K. M. Nonlinear distortion in wireless systems: modeling and simulation with MATLAB. John Wiley & Sons Ltd., 2012. 355 p.
- [15] Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come // Proceedings of the 7-th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1 – 2, 2007. 4 p.
- [16] Bjamason E. Active noise cancellation using a modified form of the filtered-X LMS algorithm // Proceedings of the 6-th European Signal Processing Conference. 1992. V. 2. P. 1053–1056.
- [17] 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. V. 8. № 5. P. 606–618.
- [18] Douglas S. C. An efficient implementation of the modified filtered-X LMS algorithm // IEEE Signal Processing Letter. 1997. V. 4, № 10. P. 286–288.
- [19] 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-2015). Batumi, Georgia, September 26 – 29, 2015. P. 82–86.
- [20] Djigan V.I. Prediskaziteli signalov s pryamym obucheniem dlya usilitelej moshchnosti (Direct learning digital predistorters for power amplifiers) // Problemy razrabotki perspektivnyh mikro- i nanoelektronnyh sistem (MES). 2020. Vypusk 3. S. 151–157.
- [21] Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulation small-room acoustics // Journal of Acoustical Society of America. 1979. V. 64. № 4. P. 943–950.
- [22] Giordano A. A., Hsu F. M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley & Sons, 1985. 412 p.
- [23] Cioffi J. M., Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1984. V. 32. № 2. P. 304–337.
- [24] Slock D. T. M., Kailath T. Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering // IEEE Trans. Signal Processing. 1991. V. 39. № 1. P. 92–114.
- [25] Djigan V.I. Mnogokanal'nye RLS- i bystrye RLS-algoritmy adaptivnoj fil'tracii (Multichannel RLS and fast RLS adaptive filtering algorithms) // Uspekhi sovremennoj radioelektroniki. 2004. № 11. S. 48–77.