

УДК 681.513.6

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЕНСАЦИИ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОГО ЭХА С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО БЫСТРОГО АЛГОРИТМА АФФИННЫХ ПРОЕКЦИЙ

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

EFFICIENCY OF ACOUSTIC ECHO CANCELLATION BY MEANS OF ADAPTIVE FILTER BASED ON MULTICHANNEL FAST AFFINE PROJECTION ALGORITHM

Djigan V.I.

The paper considers the problem of the identification of the multichannel linear system with the long impulse responses of its channels. An example of such task is the multichannel cancellation of the acoustic echo signals in the closed spaces. Depending on the size of the room, its decoration, the sampling rate, the duration of the acoustic impulse responses might take a several thousands of the sampling periods. In this case, to solve the identification problem, it is required to use a multichannel adaptive filter with the large number of weights. The implementation of such filters is not an easy task because the computational complexity of the adaptive filters depends on the number of their weights. Due to this reason, the efficient adaptive filters based on the Recursive Least Squares (RLS) algorithm are rarely used in the acoustic echo cancellers even in its fast (computationally efficient) forms. Instead of these algorithms, the simple from the computational point of view adaptive filters based on the Least Mean Square (LMS) algorithm or based on the Normalized LMS algorithm (Normalized LMS, NLMS) are usually used. However, these simple adaptive filters have a number of known disadvantages. One these disadvantages is a slow convergence when the correlated or non-stationary signals, like speech, are processed. Adaptive filters based on the LMS/NLMS algorithms in the frequency domain make it possible to decorrelate the processed signals. Such filters have the less computational complexity than their time domain counterparts. However, because signals are processed using the blocks of the samples, the frequency domain adaptive filters introduce the delay of the output signal and exhibit a slow convergence because their weights are updated only once per block. This reduces the tracking properties of such adaptive filters. The tracking property is important one for the adaptive filters in the problem of the acoustic echo cancellation because the acoustic medium is usually not stationary. The use of adaptive filters based on the Fast Affine Projection (FAP) algorithm is a compromise between the efficiency of an acoustic echo canceller and its computational complexity. Such adaptive filters are widely used today in the single-channel acoustic echo cancellers. This paper discusses the usage of the adaptive filters based on the FAP algorithm in the multichannel echo cancellers. The paper presents a computational procedure for the calculation of the weights of a multichannel adaptive filter based on the FAP algorithm and considers an example of the simulation of the two-channel echo canceller based on this algorithm. Simulations show that the characteristics of such an adaptive filter in the steady-state are close to those of an adaptive filter based on the RLS algorithm or based

Рассматривается задача идентификации многоканальной линейной системы с длинными импульсными откликами её каналов. Примером такой задачи является многоканальное подавление сигналов акустического эха в закрытых помещениях. В зависимости от размеров помещения, его отделки, наполнения и частоты дискретизации, длительность акустических импульсных откликов может составлять несколько тысяч периодов частоты дискретизации. В этом случае для решения задачи идентификации требуется использовать многоканальный адаптивный фильтр с большим числом весовых коэффициентов. Реализация таких фильтров является непростой задачей, так как вычислительная сложность адаптивных фильтров зависит от числа их весовых коэффициентов. По этой причине в акустических эхо-компенсаторах редко используются эффективные адаптивные фильтры на основе рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) даже в его быстрых (вычислительно эффективных) формах. Поэтому на практике в акустических эхо-компенсаторах обычно используются простые с вычислительной точки зрения адаптивные фильтры на основе алгоритма по критерию наименьшего среднего квадрата (Least Mean Square, LMS) или на основе нормализованного LMS-алгоритма (Normalized LMS, NLMS). Однако простые адаптивные фильтры имеют ряд известных недостатков. Одним из таких недостатков является медленная сходимость при обработке коррелированных или нестационарных сигналов, например, сигналов речи. Адаптивные фильтры на основе LMS/NLMS-алгоритмов в частотной области позволяют декоррелировать обрабатываемые сигналы. Такие фильтры имеют меньшую вычислительную сложность по сравнению с их прототипами во временной области. Однако, поскольку сигналы в этих фильтрах обрабатываются на блоках отсчетов, то адаптивные фильтры в частотной области вносят задержку выходного сигнала и демонстрируют медленную сходимость, поскольку их весовые коэффициенты обновляются только один раз за каждый блок. Это снижает следующие свойства таких адаптивных фильтров. Следящее свойство является важным для адаптивных фильтров в задаче подавления акустического эха, поскольку акустическая среда, как правило, не стационарная. Использование адаптивных фильтров на основе быстрого алгоритма аффинных проекций (Fast Affine Projection, FAP) является компромиссом между эффективностью акустического эхо-компенсатора и его вычислительной сложностью. Такие адаптивные фильтры сегодня широко используются в многоканальных акустических эхо-компенсаторах. В данной статье рассматривается применение адаптивных фильтров на основе FAP-алгоритма в многоканальном эхо-компенсаторе. В статье представлена вычислительная процедура расчета весовых коэффициентов многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма, а в качестве примера приведены результаты моделирования двухканального эхо-компенсатора на основе этого фильтра. Моделирование показывает, что характеристики такого адаптивного фильтра в установившемся состоянии близки к характеристикам адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма или адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма во временной или частотной области. В то же время, сходимость адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма в несколько раз выше по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Благодаря этой особенности, адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма может быть использован в многоканальных адаптивных эхо-компенсаторах, обеспечивая сравнительно низкие требуемые ресурсы на его реализацию и позволяя отслеживать изменения в статистике обрабатываемых сигналов и/или изменения в акустической среде.

on the NLMS algorithm in the time or frequency domain. The convergence of the adaptive filter based on the FAP algorithm is several times faster compared to that of the adaptive filter based on the NLMS algorithm. Due to this feature, the adaptive filter based on the FAP algorithm can be used in the multichannel echocancellers ensuring the low requirements to the implementation resources and ensuring an ability to track the changes in the statistics of the processed signals and/or to track the changes in the acoustic environment.

Key words: acoustic echo cancellation, room impulse response, Affine Projection (AP) algorithm, Fast Affine Projection (FAP), Recursive Least Squares (RLS) algorithm, Least Mean Square (LMS) algorithm, Normalized LMS (NLMS) algorithm.

Ключевые слова: подавление сигналов акустического эха, акустический импульсный отклик, алгоритм аффинных проекций (Affine Projection, AP), быстрый алгоритм аффинных проекций (Fast Affine Projection, FAP), рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), алгоритм по критерию наименьшего квадрата (Least Mean Square, LMS), нормализованный LMS алгоритм (Normalized LMS, NLMS).

Введение

Сегодня существует большое разнообразие цифровых интегральных схем [1, 2], что способствует широкому использованию методов цифровой обработки сигналов [3] в аппаратуре систем связи, радиолокации, навигации, а также в изделиях бытовой электроники. Адаптивная обработка сигналов [4 – 8] является одним из перспективных направлений в современной цифровой обработке сигналов. Она также широко используется в упомянутых выше продуктах [9]. Наиболее известными приложениями адаптивной обработки сигналов являются адаптивные акустические и антенные решетки [10, 11]; адаптивные корректоры акустических каналов и каналов связи [12, 13]; адаптивные предсказатели сигналов, прошедших через нелинейные цепи [14]; активные компенсаторы шумов [15] и адаптивные компенсаторы сигналов акустического и электрического эха.

Проблема подавления сигналов акустического эха возникает в устройствах громкоговорящей связи («handsfree» на английском языке), например, в оборудовании для проведения телеконференций [16 – 18]. Сигналы речи участников телеконференции на дальнем конце канала связи излучаются громкоговорителями в помещении на ближнем конце канала связи, отражаются от предметов, расположенных в помещении, улавливаются установленными там микрофонами и передаются обратно, создавая эхо-сигналы, ухудшающие качество голосовой связи. Эта проблема решается с помощью адаптивных эхо-компенсаторов.

Эхо-компенсация – это классическая задача идентификации линейной системы, эффективно решаемая с помощью адаптивных фильтров. Однако в отличие от задач подавления сигналов электрического эха, где импульсный отклик эхо-тракта, как правило, не зависит от времени и обычно занимает не более нескольких сотен периодов частоты дискретизации обрабатываемых сигналов, акустический импульсный отклик не является стационарным. Его длительность в отсчетах зависит от размеров закрытого помещения; поглощающих и отражающих свойства стен, пола, потолка, предметов, размещенных в помещении; а также значения частоты дис-

кретизации. Длительность акустического импульсного отклика может достигать несколько тысяч периодов этой частоты. В этом случае, адаптивный фильтр должен иметь такое же большое число весовых коэффициентов, чтобы эффективно решать задачу подавления сигналов акустического эха. Это требует наличия больших вычислительных ресурсов для реализации такого эхо-компенсатора.

Акустический импульсный отклик в помещении не является инвариантным во времени, поскольку люди, участвующие в телеконференции, могут шевелиться, двигаться, что приводит к изменениям акустических импульсных откликов, идентифицируемых адаптивным фильтром эхо-компенсатора. По этой причине такой адаптивный фильтр должен иметь возможность отслеживать данные изменения. Длительность переходного процесса адаптивного фильтра определяет его динамические (следающие) свойства. Эта длительность зависит как от числа весовых коэффициентов адаптивного фильтра, так и от алгоритма, используемого для их вычисления. Однако следающие свойства эхо-компенсатора могут регулироваться лишь за счет выбора адаптивного алгоритма, так как число весовых коэффициентов обычно соответствует заданной акустической среде и не может быть изменено. Известно, что адаптивные фильтры, основанные на рекурсивных алгоритмах по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) обладают наилучшими следающими свойствами [19, 20]. Эти свойства не зависят от вида обрабатываемых сигналов, т.е. не зависят от разброса собственных чисел корреляционной матрицы этих сигналов. К сожалению, в адаптивных фильтрах с большим числом весовых коэффициентов вычислительная сложность RLS-алгоритмов достаточно высокая даже при использовании быстрых (вычислительно эффективных) версий этих алгоритмов [21, 22].

Поэтому на практике в основном используются простые алгоритмы адаптивной фильтрации по критерию наименьшего квадрата (Least Mean Square, LMS) или нормализованного LMS-критерия (Normalized LMS, NLMS). Однако эти алгоритмы демонстрируют медленную сходимость при обработке коррелированных и нестационарных речевых сигналов. Адаптивные фильтры в частотной области позволяют декоррелировать отсчеты обрабатываемых сигналов [23], но поскольку весовые коэффициенты в таких адаптивных фильтрах обновляются только один раз за каждый блок отсчетов, то их следающие свойства снижаются. Кроме того, поскольку входные сигналы обрабатываются блоками, отсчеты выходных сигналов формируются с задержкой, равной

длительности блока. С ростом числа весовых коэффициентов растет длительность блоков, а значит растет задержка выходного сигнала, а также уменьшаются следующие свойства адаптивного фильтра. Адаптивные фильтры в частотной области, содержащие память («multidelay»), частично решают указанные проблемы, используя блоки с меньшим числом отсчетов. Однако платой за это является снижение эффективности адаптивного фильтра в установившемся состоянии [24].

Одним из решений рассматриваемых проблем является использование адаптивных фильтров на основе алгоритма аффинных проекций (Affine Projection, AP) [25]. Такие фильтры можно рассматривать как некоторое обобщение адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма, в котором в вычислениях используются небольшие скользящие блоки отсчетов сигналов.

Адаптивный фильтр на основе AP-алгоритма демонстрирует лучшую сходимость по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Кроме того, вычислительная сложность (требуемое число арифметических операций на одну итерацию алгоритма/отсчет сигнала) адаптивного фильтра на основе AP-алгоритма в его быстрой (вычислительно эффективной) форме лишь немного превышает сложность адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма [26 – 29]. Благодаря этому свойству, адаптивный фильтр на основе быстрого AP-алгоритма (Fast Affine Projection, FAP) стал довольно популярным в задачах эхо-компенсации, а также получил ряд улучшений в различных приложениях, некоторые из которых представлены в [30 – 32].

Целью данной статьи является исследование эффективности эхо-компенсатора на основе многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма. В статье представлен пример архитектуры и процедуры расчета весовых коэффициентов такого адаптивного фильтра. Моделирование демонстрирует эффективность этого фильтра по сравнению с адаптивным фильтром на основе RLS-алгоритма, а также на основе NLMS-алгоритма во временной и частотной областях. Эти результаты приведены в следующих разделах данной статьи.

Многоканальный эхокомпенсатор сигналов акустического эха

Пример архитектуры двухканального акустического эхокомпенсатора приведен на рис. 1.

Здесь число каналов $M = 2$ равно числу громкоговорителей или микрофонов. Данную архитектуру можно легко обобщить на многоканальный случай, когда $M > 2$. Любой канал эхо-компенсатора является M -канальным адаптивным фильтром с числом N_m весовых коэффициентов в каждом m -м канале. Весовые коэффициенты m -го канала можно представить в виде вектора

$$\mathbf{h}_{N_m}(k) = [h_{m,1}(k), h_{m,2}(k), \dots, h_{m,N_m}(k)]^T. \quad (1)$$

С помощью этих коэффициентов отсчеты сигналов $x_m(k)$ каждого m -го канала, образующие вектор

$$\mathbf{x}_{N_m}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-N_m+1)]^T, \quad (2)$$

взвешиваются и объединяются, формируя выходной сигнал m -го канала адаптивного фильтра

$$y_m(k) = \mathbf{h}_{N_m}^T(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k), \quad (3)$$

где k – номер отсчета, который совпадает с номером итерации адаптивного алгоритма. Здесь и далее, нижние индексы в обозначениях векторов указывают на число элементов в этих векторах, а верхний индекс T обозначает операцию транспонирования вектора.

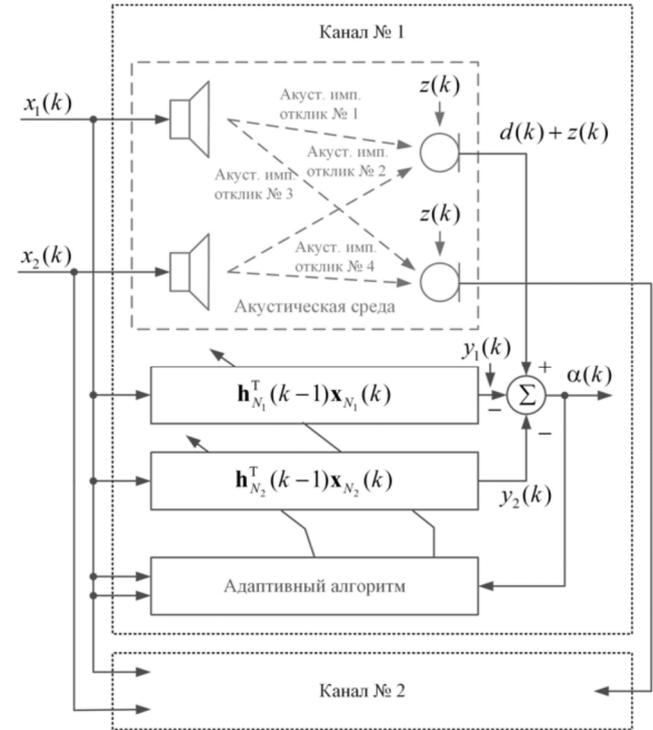


Рис. 1. Двухканальный эхо-компенсатор

Суммарный выходной сигнал адаптивного фильтра определяется как

$$y(k) = \sum_{m=1}^M y_m(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1)\mathbf{x}_N(k), \quad (4)$$

где

$$\mathbf{h}_N(k) = [\mathbf{h}_{N_1}^T(k), \mathbf{h}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{h}_{N_M}^T(k)]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{x}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k), \mathbf{x}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T, \quad (6)$$

а $N = \sum_{m=1}^M N_m$ – суммарное число весовых коэффициентов многоканального адаптивного фильтра. В общем случае значения N_m в каждом из каналов могут быть разными.

Требуемый сигнал адаптивного фильтра, то есть эхо-сигнал $d(k)$, образуется аналогично (4) с использованием в качестве модели акустической среды линейных фильтров с весовыми коэффициентами, задаваемыми векторами

$$\mathbf{w}_{N_m^a} = [w_{m,1}, w_{m,2}, \dots, w_{m,N_m^a}]^T. \quad (7)$$

Обычно имеет место соотношение $N_m^a > N_m$, так как точные значения числа весовых коэффициентов N_m^a на практике неизвестны.

Предполагается, что весовые коэффициенты в век-

торах $\mathbf{w}_{N_m^a}$ стационарны во времени, хотя это не совсем верно из-за изменения акустических откликов, которое обычно имеет место быть на практике. Каждый вектор $\mathbf{w}_{N_m^a}$ является результатом свертки импульсных откликов цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), усилителя мощности, громкоговорителя, помещения, микрофона, микрофонного усилителя и аналого-цифрового преобразователя (АЦП). ЦАП, АЦП и усилители на рис. 1 не показаны. Акустический импульсный отклик помещения может быть рассчитан с использованием метода зеркальных отображений [33 – 36].

Сигнал ошибки адаптивного фильтра определяется как

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - y(k) = \bar{\alpha}(k) + z(k), \quad (8)$$

где

$$\bar{\alpha}(k) = d(k) - y(k) \quad (9)$$

– не зашумленный сигнал подавленного эха, а $z(k)$ – окружающий акустический шум. Зашумленный сигнал $\alpha(k)$ используется в вычислении весовых коэффициентов адаптивного фильтра $\mathbf{h}_N(k)$. Как упоминалось ранее, для расчета могут использоваться различные адаптивные алгоритмы. В данной статье рассматривается использование многоканального FAP-алгоритма. Вычислительная процедура этого алгоритма приведена в табл. 1.

В табл. 1 векторы $\mathbf{h}_N(k)$ и $\mathbf{x}_N(k)$ – это векторы, определяемые (1)–(6), а $L \ll N$ – размер проекции, определяющий длину (число столбцов) в скользящей

матрице отчетов входных сигналов эхо-компенсатора

$$\mathbf{X}_{NL}(k) = [\mathbf{x}_N(k), \mathbf{x}_N(k-1), \dots, \mathbf{x}_N(k-L+1)]. \quad (10)$$

Запись $\bar{\mathbf{p}}_{L-1}(k-1)$ обозначает вектор, который состоит из первых $(L-1)$ элементов вектора $\mathbf{p}_L(k-1)$, а $p_L(k)$ является L -м элементом вектора $\mathbf{p}_L(k)$. Аналогичное обозначение используется и в векторе $\bar{\mathbf{a}}_{L-1}(k-1)$.

В FAP-алгоритме во временной области весовые коэффициенты $\mathbf{h}_N(k)$ эхо-компенсатора и выходной сигнал $y(k)$ явном виде не вычисляются. Эти весовые коэффициенты требуются в соответствии с (4) и (8) для расчета выходного сигнала $y(k)$ адаптивного фильтра и сигнала ошибки $\alpha(k)$ (подавленного эха). Однако в FAP-алгоритме сигнал $\alpha(k)$ вычисляется другим математически эквивалентным способом, см. табл. 1, без вычисления сигнала $y(k)$ в явном виде [6].

Даже если в адаптивном фильтре используется фиксированный шаг сходимости μ_0 , то FAP-алгоритм должен использовать значения этого шага на двух последовательных итерациях, например, значения $\mu(k-1) = \mu_0$ и $\mu(k) = 0$ или значения $\mu(k-1) = 0$ и $\mu(k) = \mu_0$ в случае возникновения встречного разговора в канале связи, если используется детектор активности голоса соответственно для «замораживания» (остановки) и «размораживания» (продолжения) вычисления весовых коэффициентов адаптивного фильтра.

Таблица 1. Многоканальный эхо-компенсатор на основе FAP-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Инициализация: $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \hat{\mathbf{h}}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{X}_{NL}(0) = \mathbf{0}_{NL}, \mathbf{a}_L(0) = \mathbf{0}_L, \mathbf{p}_L(0) = \mathbf{0}_L,$ $\mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}, \mathbf{s}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}, \mu(0) = \mu_0$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{r}_{L-1}(k-1) + \sum_{m=1}^M [x_m(k)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-1) - x_m(k-N_m)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-N_m-1)]$	(1.1)
$\hat{\alpha}(k) = d(k) - \hat{\mathbf{h}}_N^T(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(1.2)
$\alpha(k) = \hat{\alpha}(k) - \bar{\mathbf{p}}_{L-1}^T(k-1)\mathbf{r}_{L-1}(k)$	(1.3)
$\mathbf{a}_L(k) = \begin{bmatrix} \alpha(k) \\ [1 - 2\mu(k-1)]\bar{\mathbf{a}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.4)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
Вычисление: $\mathbf{h}_{L-1}^b(k), \mathbf{h}_{L-1}^f(k), E^f(k)$ и $E^b(k)$	(1.5)
End for m	
$\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix} + \frac{1}{E^f(k)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{a}_L(k)$	(1.6)
$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_{L-1}(k) \\ 0 \end{bmatrix} = \boldsymbol{\varepsilon}_L(k) - \frac{1}{E^b(k)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^b(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^b(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{a}_L(k)$	(1.7)
$\mathbf{s}_{L-1}(k) = [1 - 2\mu(k)]\mathbf{z}_{L-1}(k)$	(1.8)
$\mathbf{p}_L(k) = 2\mu(k)\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{p}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.9)
$\hat{\mathbf{h}}_N(k) = \hat{\mathbf{h}}_N(k-1) + \mathbf{x}_N(k-L+1)p_L(k)$	(1.10)
End	

Векторы $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ – это векторы фильтров линейного предсказания вперед («forward», обозначены верхним индексом «f») и назад («backward», обозначены верхним индексом «b»), содержащие $L - 1$ весовых коэффициентов. Переменные $E^f(k)$ и $E^b(k)$ – это минимальные энергии ошибок предсказания входных сигна-

лов $x_m(k)$. Энергии вычисляются по всем M каналам на скользящих окнах в N_m отсчетов. Для этого используются вычислительные процедуры быстрых адаптивных RLS-алгоритмов со скользящим окном в части расчета векторов коэффициентов Калмана. Пример таких вычислений с использованием алгоритма, называемого

Таблица 2. Вычисление переменных $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$, $E^f(k)$ и $E^b(k)$ с помощью быстрого FTF-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Дополнительная инициализация : $\mathbf{h}_{L-1}^f(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\mathbf{h}_{L-1}^b(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $E^f(0) = \delta^2$, $E^b(0) = \delta^2$, $\mathbf{t}_{L-1,m}^U(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\mathbf{t}_{L-1,m}^D(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\varphi_{L-1,m}^U(0) = 1$, $\varphi_{L-1,m}^D(0) = 1$, $m = 1, \dots, M$	(2.0)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\alpha_{L-1,m}^{fU}(k) = x_m(k) - \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-1)$	(2.1)
$e_{L-1,m}^{fU}(k) = \alpha_{L-1,m}^{fU}(k)\varphi_{L-1,m}^U(k-1)$	(2.2)
$\eta_{L,m}^U(k) = \alpha_{L-1,m}^{fU}(k)/E^f(k-1)$	(2.3)
$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^U(k) \\ q_{L-1,m}^U(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) \end{bmatrix} \eta_{L,m}^U(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1) \end{bmatrix}$	(2.4)
$\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) + \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1)e_{L-1,m}^{fU}(k)$	(2.5)
$\alpha_{L-1,m}^{bU}(k) = q_{L-1,m}^U(k)E^b(k-1)$	(2.6)
$\mathbf{t}_{L-1,m}^U(k) = \mathbf{q}_{L-1,m}^U(k) + \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k-1)q_{L-1,m}^U(k)$	(2.7)
$E^{fU}(k) = E^f(k-1) + e_{L-1,m}^{fU}(k)\alpha_{L-1,m}^{fU}(k)$	(2.8)
$\bar{\varphi}_{L,m}^U(k) = \frac{E^f(k-1)}{E^{fU}(k)}\varphi_{L-1,m}^U(k-1)$	(2.9)
$\Phi_{L-1,m}^U(k) = \frac{\bar{\varphi}_{L,m}^U(k)}{1 - q_{L-1,m}^U(k)\alpha_{L-1,m}^{bU}(k)\bar{\varphi}_{L,m}^U(k)}$	(2.10)
$e_{L-1,m}^{bU}(k) = \alpha_{L-1,m}^{bU}(k)\varphi_{L-1,m}^U(k)$	(2.11)
$E^{bU}(k) = E^b(k-1) + e_{L-1,m}^{bU}(k)\alpha_{L-1,m}^{bU}(k)$	(2.12)
$\mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^b(k-1) + \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1)e_{L-1,m}^{bU}(k)$	(2.13)
$\alpha_{L-1,m}^{fD}(k) = x_m(k - N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{fUD}(k)\mathbf{x}_{L-1,m}(k - N_m)$	(2.14)
$e_{L-1,m}^{fD}(k) = \alpha_{L-1,m}^{fD}(k)\varphi_{L-1,m}^D(k-1)$	(2.15)
$\eta_{L,m}^D(k) = \alpha_{L-1,m}^{fD}(k)/E^{fU}(k)$	(2.16)
$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^D(k) \\ q_{L-1,m}^D(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) \end{bmatrix} \eta_{L,m}^D(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1) \end{bmatrix}$	(2.17)
$\mathbf{h}_{L-1}^f(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) - \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1)e_{L-1,m}^{fD}(k)$	(2.18)
$\alpha_{L-1,m}^{bD}(k) = q_{L-1,m}^D(k)E^b(k)$	(2.19)
$\mathbf{t}_{L-1,m}^D(k) = \mathbf{q}_{L-1,m}^D(k) + \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k)q_{L-1,m}^D(k)$	(2.20)
$E^f(k) = E^{fU}(k) - e_{L-1,m}^{fD}(k)\alpha_{L-1,m}^{fD}(k)$	(2.21)
$\bar{\varphi}_{L,m}^D(k) = \frac{E^{fU}(k)}{E^f(k)}\varphi_{L-1,m}^D(k-1)$	(2.22)
$\Phi_{L-1,m}^D(k) = \frac{\bar{\varphi}_{L,m}^D(k)}{1 + \bar{q}_{L-1,m}^D(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)\bar{\varphi}_{L,m}^D(k)}$	(2.23)
$e_{L-1,m}^{bD}(k) = \alpha_{L-1,m}^{bD}(k)\varphi_{L-1,m}^D(k)$	(2.24)
$E^b(k) = E^{bU}(k) - e_{L-1,m}^{bD}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)$	(2.25)
$\mathbf{h}_{L-1}^b(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) - \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1)e_{L-1,m}^{bD}(k)$	(2.26)
End for m	

быстрый трансверсальный фильтр (Fast Transversal Filter, FTF), приведены в табл. 2. В [6] приведен пример вычислений с использованием быстрого алгоритма Калмана. Следуя [6], аналогичным образом могут быть получены и другие версии вычислительных процедур, например, Fast a Posteriori Error Sequential Technique (FAEST), QR-разложения и др.

В табл. 2, δ^2 – это параметр регуляризации вычислений. Верхние индексы «U» и «D» обозначают операции, связанные вовлечением («Updating») текущих отсчетов сигналов в скользящее окно обрабатываемых данных, т.е. в первый столбец матрицы (10), и связанных с исключением («Downdating») данных из последнего L -го столбца этой матрицы по причине сдвига данных (слева на право от первого столбца до последнего) с поступлением каждого нового отсчета обрабатываемых сигналов. Другие детали получения и особенностей использования многоканального FAP-алгоритма могут быть найдены в [6].

Моделирование двухканального эхо-компенсатора

Одноканальный адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма [26] продемонстрирует эффективность, соизмеримую с эффективностью RLS-алгоритма, в задаче подавления речевых сигналов акустического эха. Однако в многоканальных акустических эхокомпенсаторах речевые сигналы каналов являются коррелированными [16], что ограничивает эффективность таких устройств при использовании многоканальных адаптивных фильтров на основе LMS- или NLMS-алгоритмов, а использование более эффективных, но вычислительно более сложных многоканальных RLS-алгоритмов, как уже упоминалось, ограничивается современными возможностями их реализации.

Целью данного раздела является демонстрация эффективности решения задачи компенсации сигналов акустического эха с помощью многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма, см. табл. 1. Эффективность оценивается в терминах коэффициента подавления эхо-сигналов (Echo Return Loss Enhancement, ERLE) [6] и длительности переходного процесса адаптивного фильтра. При моделировании в качестве входных сигналов каналов адаптивного фильтра использовались разные речевые сигналы (мужской и женский), см. рис. 2, а для более точной оценки длительности переходного процесса этого фильтра также использовались сигналы белого гауссового шума (White Gaussian Noise, WGN).

В моделировании рассматривался двухканальный акустический эхокомпенсатор. Для моделирования с помощью метода зеркальных отображений [33 – 36] были рассчитаны четыре акустических импульсных отклика, см. рис. 1, дискретизированные на частоте 8 кГц. Каждый из этих импульсных откликов был свернут с известными импульсными откликами громкоговорителей и микрофонов. Результатом свертки являются четыре импульсных отклика $\mathbf{w}_{N_m^a}$, содержащие по 2048 отсчетов.

Число весовых коэффициентов в каналах адаптивного фильтра также было выбрано равным $N_m = 2048$. Как уже указывалось, обычно $N_m^a > N_m$, так как число отсчетов акустических импульсных откликов на практике не-

известно. Однако это неравенство может быть заменено аддитивным шумом $z(k)$ [6], в который входит и окружающий акустический шум. Этот шум моделировался как WGN. Отношение сигнал/шум (ОСШ) было выбрано равным его типичному значению

$$\text{ОСШ} = 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{z^2(k)\}} = 30 \text{ дБ}, \quad (11)$$

где $E\{\bullet\}$ – символ операции усреднения сигнала.

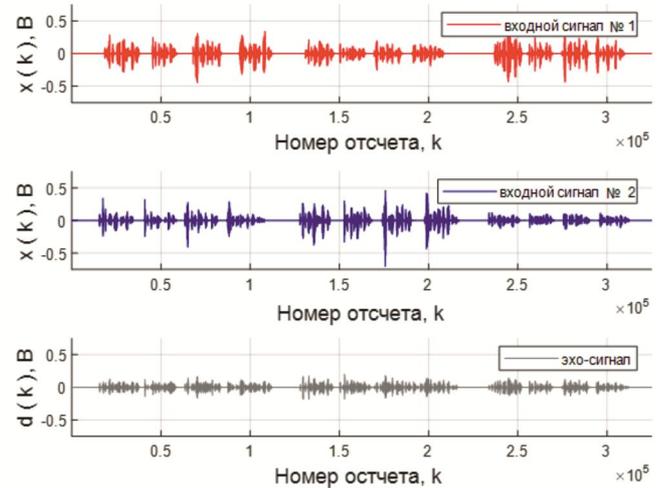


Рис. 2. Обрабатываемые сигналы

Результаты моделирования задачи акустического эхоподавления с использованием RLS-, FAP- и NLMS-алгоритмов представлены на рис. 3. Здесь обозначения AP-1 ... AP-8 означают разные значения параметра $L = 1, \dots, 8$ FAP-алгоритма. Случай $L = 1$ также соответствует NLMS-алгоритму.

Моделирование, см. рис. 3 а, показывает, что в зависимости от используемого адаптивного алгоритма, подавление незашумленного эхо-сигнала $\bar{\alpha}(k)$ достигает 40 ... 50 дБ. Однако это подавление можно оценить лишь в случае моделирования. Из-за присутствия шума $z(k)$ значение ERLE, которое может быть измерено, ограничено отношением эхо-шум, т.е. ОСШ на входе сигнала $d(k)$ эхокомпенсатора

$$\begin{aligned} \text{ERLE} &= 10 \log_{10} \frac{E\{[d(k) + z(k)]^2\}}{E\{[\alpha(k) + z(k)]^2\}} \approx \\ &\approx 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\} + E\{z^2(k)\}}{E\{\alpha^2(k)\} + E\{z^2(k)\}} \approx \\ &\approx 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{z^2(k)\}} = \text{ОСШ}, \end{aligned} \quad (12)$$

так как $E\{d^2(k)\} \gg E\{z^2(k)\}$ и $E\{\alpha^2(k)\} \ll E\{z^2(k)\}$, а сигналы $d(k)$, $z(k)$ и $\alpha(k)$ являются некоррелированными.

Из рис. 3 следует, что длительность переходного процесса наименьшая при использовании адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма. Эта длительность также уменьшается, если используется адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма при увеличении значения L .

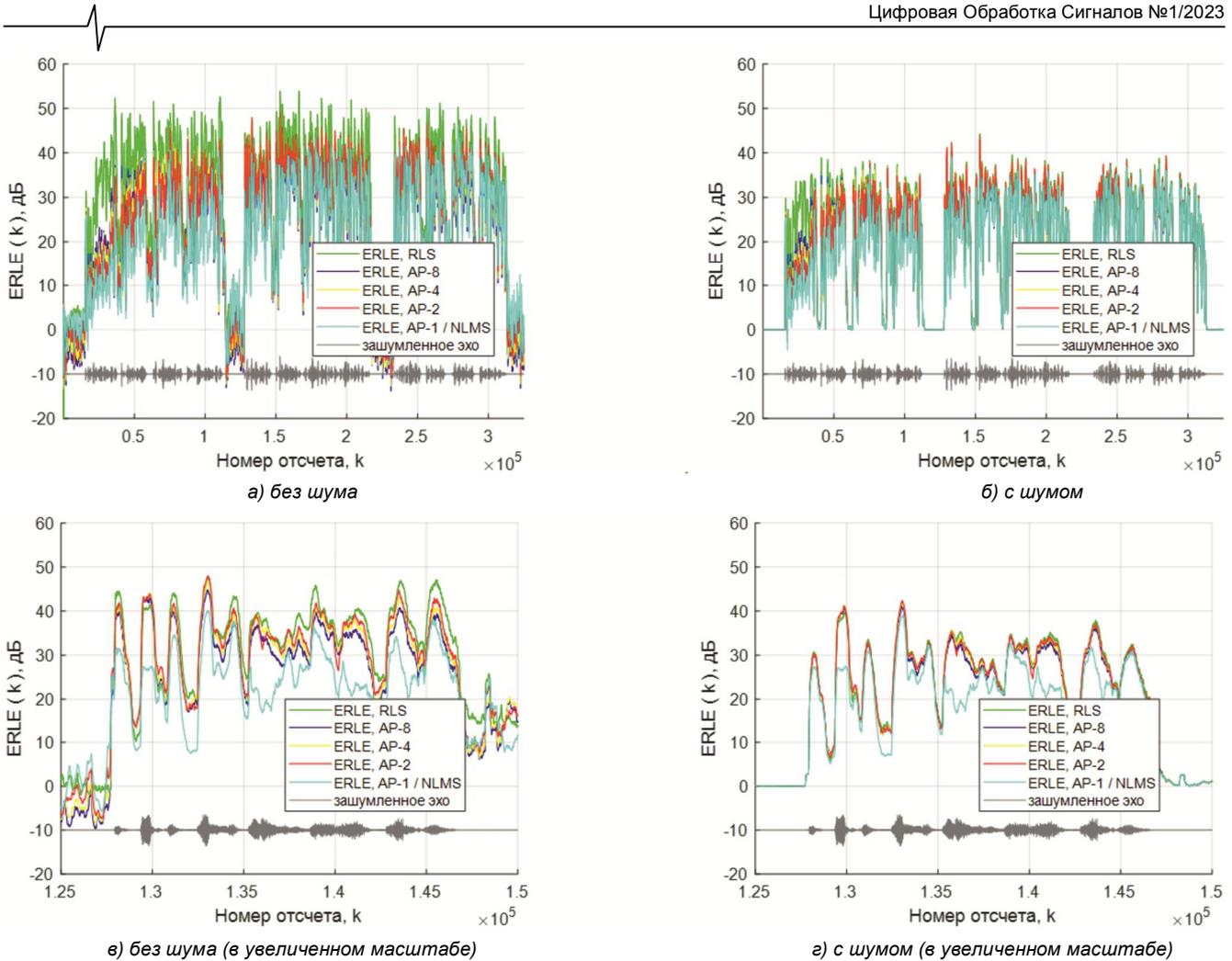


Рис. 3. EELE, входные сигналы – речь

Вычислительная сложность многоканального адаптивного фильтра (число арифметических операций умножения, сложения за одну итерацию) на основе FAP-алгоритма оценивается как

$$C_{AP} \approx 2N + O(ML) + 8L \tag{13}$$

операций, где значение $O(ML) = 10ML \dots 20ML$ зависит от используемого алгоритма для расчета значений $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$, $E^f(k)$ и $E^b(k)$.

Эта сложность оценивается как

$$C_{AP} < 1.5C_{NLMS}, \tag{14}$$

если $L \ll N$, где $C_{NLMS} = 2N$ [6]. Для примера, оценка вычислительной сложности процедуры, приведенной в табл. 2, равна $10ML$ арифметическим операциям.

Таким образом, оценка вычислительной сложности (13) и (14), результаты моделирования, представленные на рис. 3, а также стабильное поведение адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма способствуют использованию таких фильтров в задачах подавления сигналов многоканального акустического эха вместо более эффективных, но и вычислительно более сложных адаптивных фильтров на основе RLS-алгоритмов или вместо простых, но более медленных по сходимости адаптивных фильтров на основе NLMS-алгоритма.

Более точно динамическое поведение адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма можно оценить при

моделировании рассматриваемой задачи со стационарными входными WGN-сигналами. Результаты этой оценки приведены на рис. 4.

Рис. 4 показывает, что адаптивные фильтры на основе FAP-алгоритма при $L \geq 2$ имеют примерно одинаковую длительность переходного процесса. Следовательно, этот параметр может быть ограничен значениями $L = 2 \dots 8$, обеспечивающими примерно одинаковые характеристики эхокомпенсатора в установившемся состоянии при $z(k) \neq 0$ и обеспечивающими примерно в два раза более высокую сходимость по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Длительность переходного процесса определяет следящие свойства адаптивных фильтров. Эти свойства имеют важное значение в задачах подавления сигналов акустического эха, которые являются нестационарными.

Применение в рассматриваемой задаче адаптивного фильтра на основе популярного NLMS-алгоритма в частотной области в случае, когда требуемое число весовых коэффициентов этого фильтра очень большое, часто не является приемлемым решением. Этот фильтр обеспечивает декорреляцию обрабатываемых речевых сигналов. Однако, из-за того, что его весовые коэффициенты обновляются только один раз за каждый блок отсчетов, он демонстрирует более медленную сходимость по сравнению с аналогичным фильтром во временной области, что уменьшает эффективность подав-

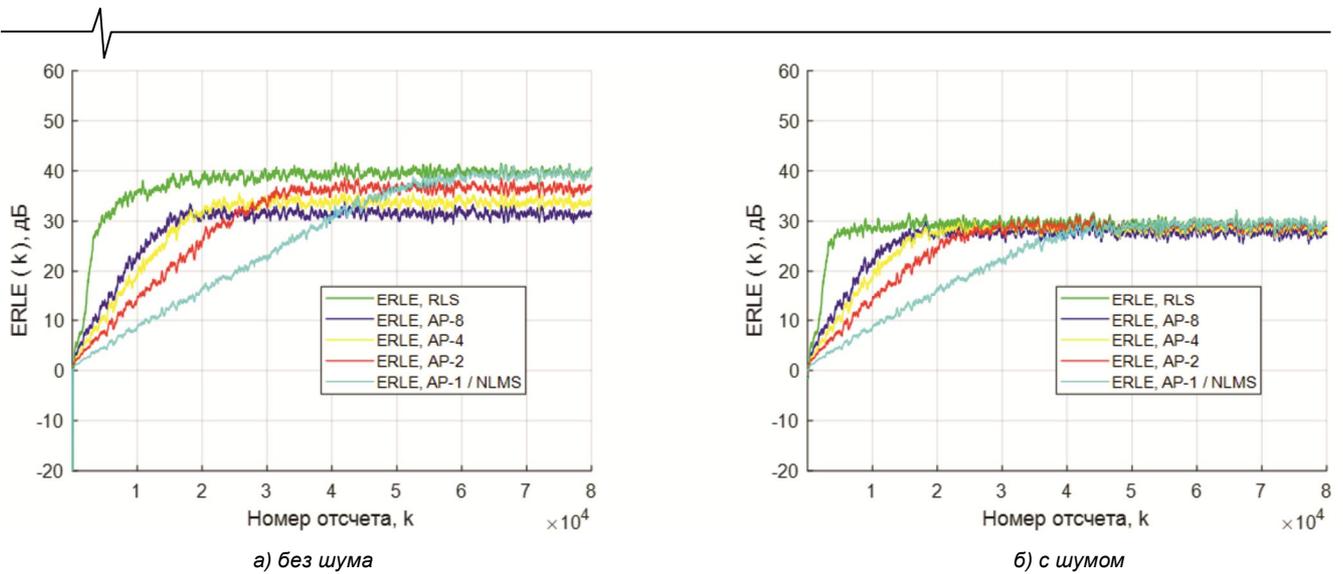


Рис. 4. EELR, входные сигналы – WGN

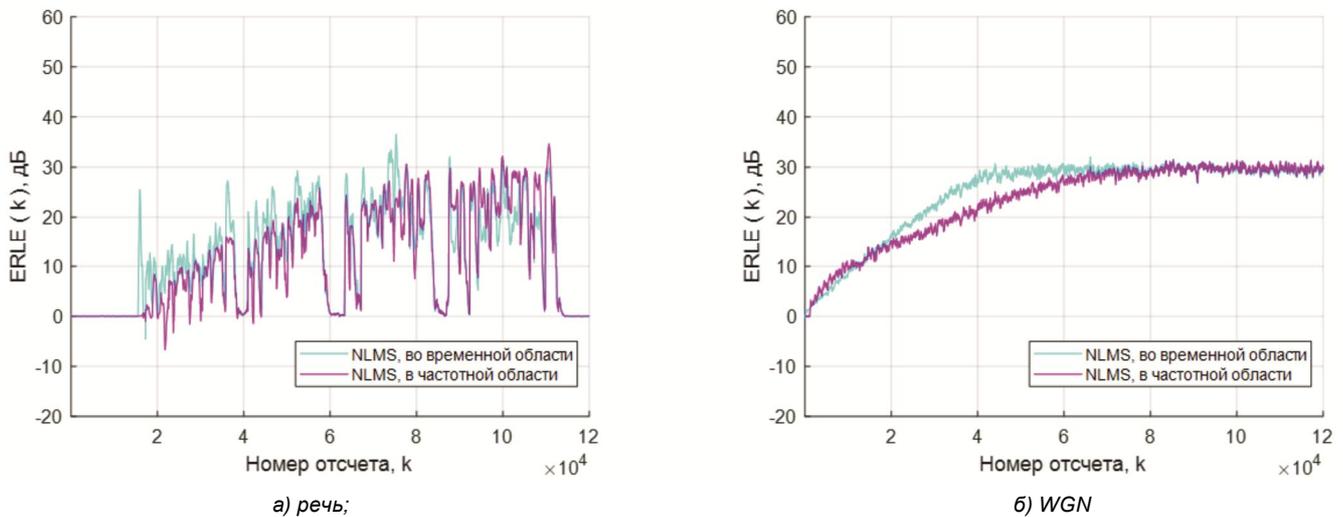


Рис. 5. EELR, зашумленный эхо-сигнал, входные сигналы

ления сигналов акустического эха в нестационарной акустической среде.

Некоторые результаты сравнительного моделирования адаптивных фильтров во временной и частотной областях в тех же условиях, что на рис. 3 и рис. 4, представлены на рис. 5. Этот рисунок подтверждает сделанный выше вывод о динамике адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма в частотной области по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма во временной области. Для удобства сравнения все рис. 3 – рис. 5 построены в одинаковом масштабе по оси ординат.

Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрено применение многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма в задаче подавления сигналов акустического эха. Моделирование показывает, что в этой задаче адаптивный фильтр с размером проекции $L = 2 \dots 8$ в присутствии окружающего акустического шума обеспечивает примерно такую же эффективность в установившемся состоянии, что и адаптивный фильтр на основе RLS-алгоритма. Хотя длительность переходного процесса адаптивного фильтра на основе FAP-

алгоритма больше, чем у адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма, тем не менее, эта длительность примерно в два раза меньше, чем у адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма, примерно в четыре раза меньше, чем у адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма в частотной области. Следовательно, продемонстрированные свойства многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма позволяют его использовать в задачах, где требуются адаптивные фильтры с большим числом весовых коэффициентов при ограниченных ресурсах на реализацию этих фильтров, обрабатывающих коррелированные сигналы. Многоканальное подавление сигналов акустического эха является примером таких задачи.

Литература

1. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.
2. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
3. Oppenheim A.V., R.W. Schaffer. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.

4. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John Willey and Sons, 2003. 1125 p.
5. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. – John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
6. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
7. Haykin S. Adaptive filter theory. 5-th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
8. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
9. Benesty J., Huang Y., Eds. Adaptive signal processing: applications to real-world problems. Springer-Verlag, 2003. 356 p.
10. Benesty J., Chen J., Huang Y. Microphone array signal processing. Springer, 2008. 250 p.
11. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
12. Джиган В. И. Адаптивное выравнивание амплитудно-частотных характеристик каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2021. Выпуск 2. С. 61-68.
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. 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.
15. Elliot S. J., Nelson P. A. Active noise control. IEEE Signal Processing Magazine. 1993, vol. 10, no. 4, pp. 12-35.
16. Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing Magazine. 1997, vol. 14, no. 5, pp. 39-41.
17. Gay S. L., Benesty J., Eds. Acoustic signal processing for telecommunications. Springer, 2000. 333 p.
18. 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.
19. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48-77.
20. 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.
21. 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.
22. 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.
23. Shynk J. J. Frequency-domain and multirate adaptive filtering. IEEE Signal Processing Magazine. 1992, vol. 9, no. 1, pp. 14-37.
24. Soo J.-S., Pang K. K. Multidelay block frequency domain adaptive filter. IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1990, vol. 38, no. 2, pp. 373-376.
25. Ozeki K., Umeda K. An adaptive filtering algorithm using orthogonal projection to an affine subspace and its properties. Trans. IECE Japan. 1984, vol. J67-A, no. 2, pp. 126-132.
26. Gay S. L. A fast converging, low complexity adaptive filtering algorithm. Proceedings of the 3-rd International Workshop on Acoustic Echo Control. New Paltz, NY, USA, 17 – 20 October, pp. 223-226.
27. Tanaka M., Kaneda Y., Makino S., Kojima J. Fast projection algorithm and its step size control. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Detroit, MI, USA, 9 – 12 May. 1995, vol. 2, pp. 945-948.
28. Gay S. L., Tavathia S. Fast affine projection algorithm. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Detroit, MI, USA, May 9 – 12, 1995, vol. 5, pp. 3023-3026.
29. Tanaka M., Kaneda Y., Makino S., Kojima J. A fast projection algorithm for adaptive filtering. IEICE Transactions. Fundamentals. 1995, vol. E78A, no. 10, pp. 1355-1361.
30. Djigan V. I. Improved fast affine projection algorithm with gradient adaptive step-size. Proceedings of the 3-rd International Conference on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM-97). Votonezh, Russia, 26 – 29 May, 1997, vol. 3, pp. 23-32.
31. Djigan V. I. Multichannel fast affine projection algorithm with gradient adaptive step-size and fast computation of adaptive filter output signal. Proceedings of the 12-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS-2014). Kiev, Ukraine, September 26 – 29, 2014, pp. 87-92.
32. Djigan V. I. Application of affine projection algorithm in adaptive arrays. Proceedings of the IEEE 3-rd International Conference on Smart Technologies (UKRCON-2021). Lviv, Ukraine, August 26 – 28, 2021, pp. 208-212.
33. 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.
34. Lehmann E. A., Johansson A. M. Prediction of energy decay in room impulse responses simulated with an image-source model. Journal of Acoustical Society of America. 2008, vol. 124, no. 1, pp. 269-277.
35. Lehmann E. A., Johansson A. M. Diffuse reverberation model for efficient image-source simulation of room impulse responses. IEEE Trans. Audio, Speech, and Language Processing. 2010, vol. 18, no. 6, pp. 1429-1439.
36. Lehmann E. A. Fast simulation of acoustic room impulse responses // https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/25965-fast-simulation-of-acoustic-room-impulse-responses-image-source-method?s_tid=srchtitle.