

Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи

(часть 2)

Виктор Джиган (Москва)

Настоящая статья является введением в теорию и практику адаптивной фильтрации. В ней рассмотрены основные понятия и термины, используемые в адаптивной обработке сигналов, структуры адаптивных фильтров, целевые функции, лежащие в основе функционирования адаптивных фильтров, а также ряд наиболее известных приложений адаптивных фильтров, таких как подавление эхо-сигналов, выравнивание электрических характеристик каналов связи, адаптивные антенные решётки, шумочистка и линейное предсказание.

Прямая идентификация неизвестной системы

Существует ряд известных приложений адаптивных фильтров. Самым простым и понятным является решение задачи прямой идентификации

неизвестной системы (см. рис. 4). Это решение базируется на определении импульсного отклика идентифицируемой системы.

При решении задачи идентификации сигнал $x(k)$ является входным и для

идентифицируемой системы, и для адаптивного фильтра, поэтому минимизация некоторой функции ошибок $\alpha(k)$ между выходным сигналом неизвестной системы $d(k)$ и выходным сигналом адаптивного фильтра $y(k)$ означает, что адаптивный фильтр моделирует неизвестную систему, т.е. $\mathbf{h}_N(k) \rightarrow \mathbf{w}_N$, т.к. фильтр «воспроизводит» выходной сигнал системы, характеризуемой импульсным откликом \mathbf{w}_N .

На рисунке 5 приведён пример моделирования работы адаптивного фильтра с вектором ВК $\mathbf{h}_N(k)$ (обозначен как «Фильтр», красная кривая) при решении задачи идентификации импульсного отклика \mathbf{w}_N (обозначен как «Система», зелёная кривая) при $N = 64$. На рисунках показаны значения векторов \mathbf{w}_N и $\mathbf{h}_N(k)$ на разных итерациях k работы адаптивного алгоритма. Видно, что со временем, т.е. с увеличением номера текущей итерации k , $\mathbf{h}_N(k) \rightarrow \mathbf{w}_N$.

На рисунке 6 показаны формы сигналов при решении задачи идентификации. В качестве сигнала $x(k)$ в моделировании использовался белый шум. На рисунках 6а, 6б – 6з видно, что по мере того, как ВК адаптивного фильтра приближаются к ВК идентифицируемого импульсного отклика, выходной сигнал фильтра $y(k)$ (обозначен как «Фильтр», красная кривая) приближается к сигналу $d(k)$ (обозначен как «Система», зелёная кривая), а сигнал ошибки (см. рис. 6б, розовая кривая) уменьшается, т.е. $|\alpha(k)| \rightarrow 0$.

На качество решения этой задачи, независимо от вида используемого алгоритма адаптивной фильтрации, влияет наличие аддитивного шума $z(k)$ на входе требуемого сигнала (см. рис. 7). Шум $z(k)$ может быть как тепловым шумом в каналах проводной связи или акустическим шумом в помещении, так и шумом, обусловленным неполной идентификацией неизвестного объекта из-за того, что точное число ВК идентифицируемого импульсного отклика на практике, как правило, неизвестно. Поэтому число ВК адаптивного фильтра N_b обычно меньше предполагаемого числа ВК N_w иденти-

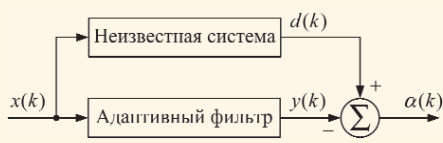


Рис. 4. Адаптивная идентификация неизвестной системы

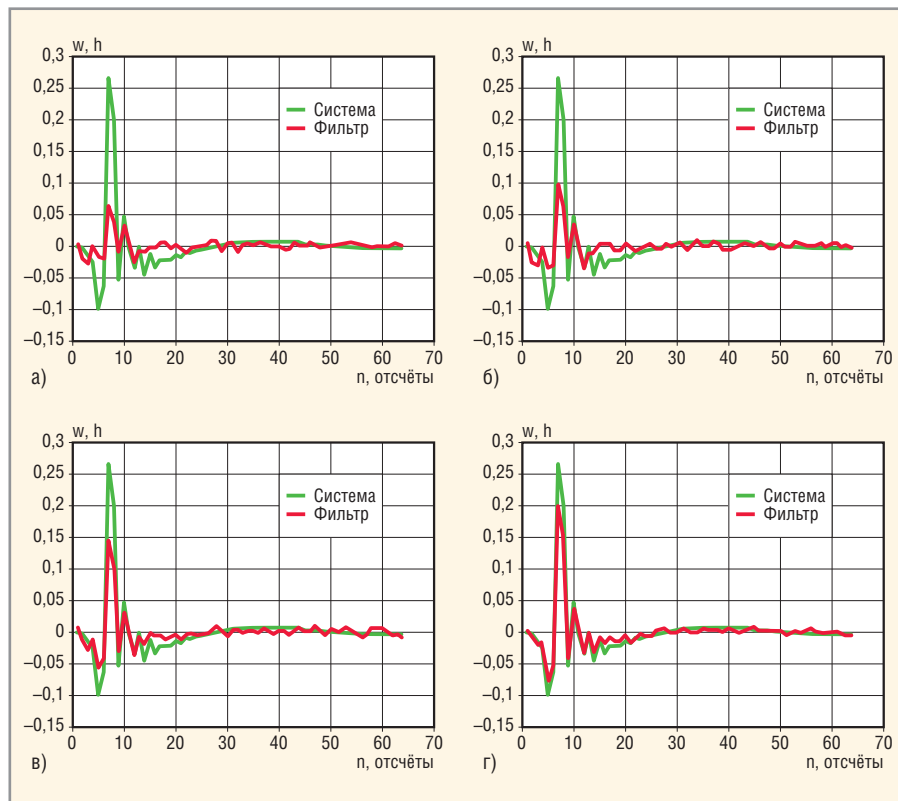


Рис. 5. Идентификация импульсного отклика (а) $k = 100$; (б) $k = 200$; (в) $k = 400$; (г) $k = 800$

фицируемого объекта, что также обусловлено ограничениями на вычислительную сложность алгоритмов адаптивной фильтрации, которая пропорциональна числу ВК N_b .

Некомпенсированная часть импульсного отклика образует шум, который оценивается как

$$\begin{aligned}
 z(k) &= d(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k) = \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} w_n^* x(k-n+1) - \\
 &- \sum_{n=1}^N b_n^* (k-1) x(k-n+1) = \\
 &= \sum_{n=1}^N w_n^* x(k-n+1) + \\
 &+ \sum_{n=N+1}^{\infty} w_n^* x(k-n+1) - \\
 &- \sum_{n=1}^N b_n^* (k-1) x(k-n+1) = \\
 &= \sum_{n=N+1}^{\infty} w_n^* x(k-n+1) \quad (4)
 \end{aligned}$$

в предположении, что

$$\sum_{n=1}^N w_n^* x(k-n+1) = \sum_{n=1}^N b_n^* (k-1) x(k-n+1),$$

т.е. некоторая (как правило, начальная) часть неизвестного импульсного отклика \mathbf{w}_∞ в точности идентифицируется адаптивным фильтром: $\mathbf{h}_N(k-1) = \mathbf{w}_N$.

На рисунке 8 показаны результаты решения задачи идентификации при $N_b \leq N_w$ и $N_w = 64$. На рисунке 8а представлены графики рассогласования (mismatch) – одного из показателей качества адаптивного фильтра, используемого в задачах идентификации. Рассогласование – это мера расстояния между вектором ВК адаптивного фильтра $\mathbf{h}_{N_b}(k)$ и вектором коэффициентов идентифицируемого импульсного отклика \mathbf{w}_{N_w} :

$$\rho(k) = 20 \lg \left(\frac{\|\mathbf{w}_{N_w} - \mathbf{h}_{N_b}(k)\|_2}{\|\mathbf{w}_{N_w}\|_2} \right). \quad (5)$$

При $N_b < N_w$ вектор $\mathbf{h}_{N_b}(k)$ в уравнении (5) дополняется нулями до $N_b = N_w$. Из рисунка 8а следует, что при $N_b < N_w$ длительность переходного процесса адаптивного фильтра в терминах $\rho(k)$ уменьшается, т.к. уменьшается «длина» фильтра (т.е. длина его импульсного отклика или число его ВК). Однако при этом возникает шум (4), влияющий на

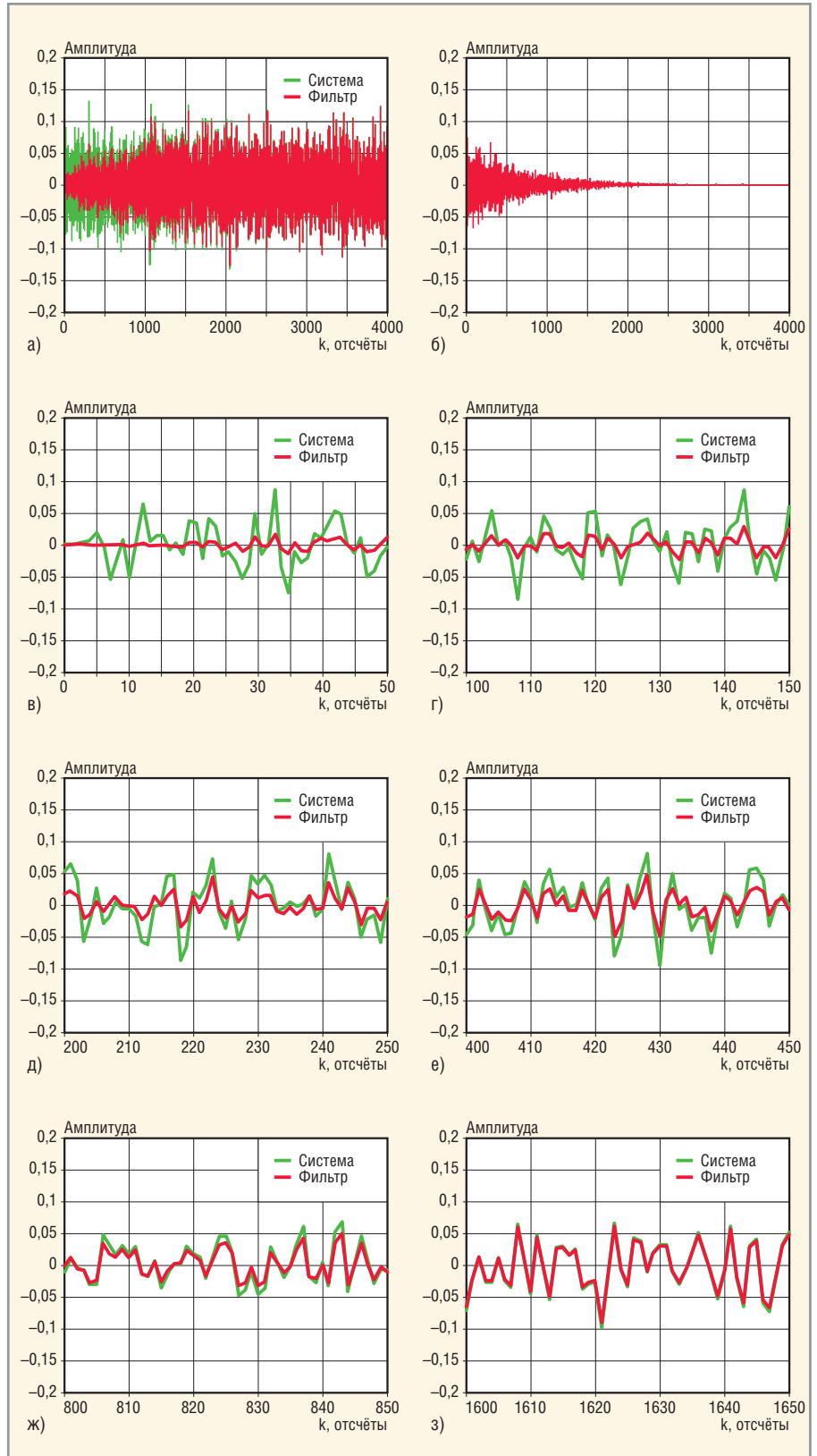


Рис. 6. Идентификация импульсного отклика

(а) сигналы $d(k)$ и $y(k)$; (б) сигнал $\alpha(k)$, (в) – (з) сигналы $d(k)$ и $y(k)$ на интервалах в 50 отсчетов

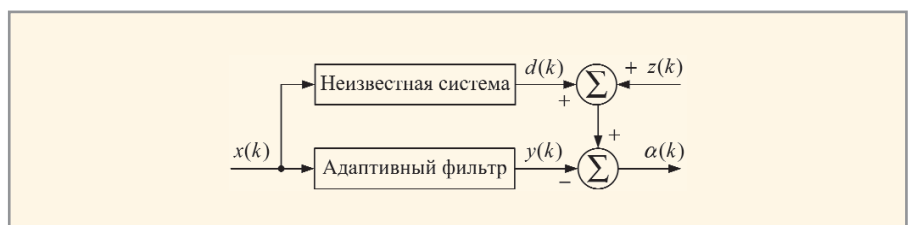


Рис. 7. Адаптивная идентификация неизвестной системы при наличии аддитивного шума

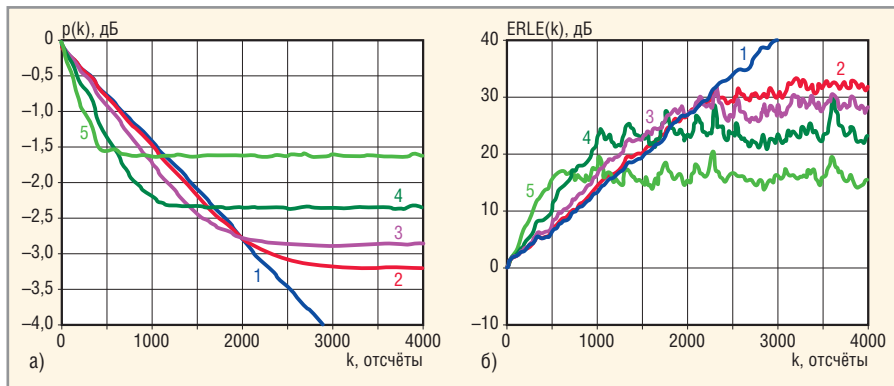


Рис. 8. Идентификация импульсного отклика

(а) рассогласование; (б) ERLE: 1 – $N_h = 64$; 2 – $N_h = 60$; 3 – $N_h = 50$; 4 – $N_h = 32$; 5 – $N_h = 16$

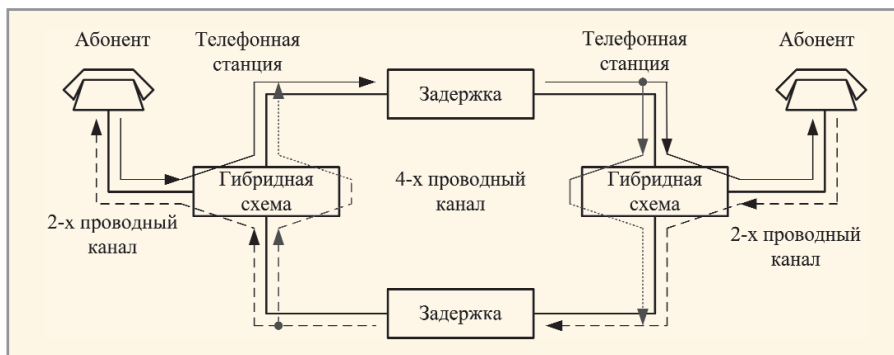


Рис. 9. Устройство телефонной связи между двумя абонентами

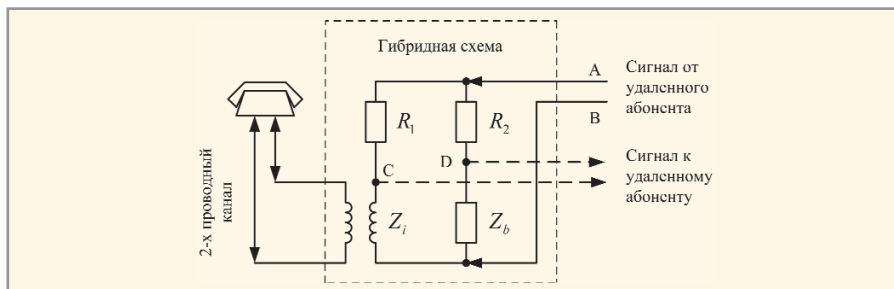


Рис. 10. Гибридная схема

качество алгоритма адаптивной фильтрации. В частности, этот шум уменьшает точность настройки ВК, характеризуемую рассогласованием (5).

Длительность переходного процесса адаптивного фильтра – это время, в течение которого наблюдаемый показатель качества претерпевает «заметные» изменения. Время, в течение которого наблюдаемый показатель качества не

претерпевает «заметных» изменений, называется установившимся режимом или состоянием.

В адаптивной фильтрации качество решения задачи идентификации также принято характеризовать коэффициентом ослабления эхо-сигнала (Echo Return Loss Enhancement, ERLE), который определяется как отношение энергии сигнала $d(k)$ к энергии сигнала остаточных ошибок $\alpha(k)$, именуемого эхо-сигналом:

$$ERLE(k) = 10 \log_{10} \frac{E[d^2(k)]}{E[\alpha^2(k)]}. \quad (6)$$

Переходные процессы, аналогичные рис. 8а, в терминах ERLE представлены на рисунке 8б. Этот рисунок также подтверждает ухудшение качества решения задачи идентификации при $N_b \leq N_w$, т.е. возрастание энергии ошибок $\alpha(k)$, что обусловлено наличием

шума $z(k)$, влияющего на качество работы адаптивного фильтра.

При решении задачи идентификации соотношение между числом ВК N_b и N_w выбирается на основе компромисса между качеством решения задачи и ограничениями на вычислительные ресурсы, выделяемыми на реализацию адаптивного фильтра.

ПОДАВЛЕНИЕ ЭХО-СИГНАЛОВ

Компенсация сигналов электрического и акустического эха является широко используемой на практике задачей идентификации неизвестной системы. Исторически сложилось, что из-за экономии проводников двуправленная связь между телефонным аппаратом абонента и коммутационным оборудованием телефонной станции осуществляется с помощью двухпроводного канала связи без усиления сигналов (см. рис. 9), поскольку длина этого участка телефонной сети обычно не превышает нескольких километров. Связь же между телефонными станциями осуществляется на значительно большие расстояния. Поэтому передаваемые между станциями сигналы подвергаются усилению, отчего связь на этом участке сети является однонаправленной и осуществляется по двум двухпроводным каналам связи, т.е. по одному четырёхпроводному каналу связи. Переход между двух- и четырёхпроводными каналами связи осуществляется с помощью так называемых гибридных (мостовых) схем.

Один из вариантов гибридной схемы приведён на рисунке 10. Это устройство не может быть сбалансировано во всём диапазоне частот обрабатываемых сигналов из-за того, что проводные линии связи характеризуются частотнозависимым входным импедансом. В результате через гибридную схему происходит утечка части сигнала удалённого абонента $u_{AB}(t)$ обратно к удалённому абоненту, т.е. образуется эхо-сигнал $u_{CD}(t) < u_{AB}(t)$ [36]. Пути протекания эхо-сигналов на рисунке 9 показаны зелёными линиями.

Действительно, условие баланса гибридной схемы (см. рис. 10) определяется как $Z_i/(R_1 + Z_i) = Z_b/(R_2 + Z_b)$. Если $R_1 = Z_b$, то $Z_b = R_2$. Но $R_1 \neq Z_b$, поскольку Z_i – комплексный импеданс двухпроводной линии связи, нагруженной на развязывающий трансформатор. Импеданс Z_i зависит от топологии канала связи [37, 38]. Балансное сопротивление Z_b – это, в большинстве случаев, просто резистор.



Рис. 11. Требуемое подавление эхо-сигнала

Поэтому согласовать схему, показанную рис. 10, во всей интересующей полосе частот не представляется возможным. Если условие баланса не соблюдается, то образуется эхо-сигнал $u_{CD}(t) \neq 0$.

Эхо-сигнал, будучи задержанным в силу конечной скорости распространения в проводниках, проходит через гибридную схему и возвращается к удалённому абоненту. Эхо-сигнал, образованный в проводных каналах связи, называется сигналом электрического эха. Для обеспечения комфортного разговора эхо-сигнал необходимо подавлять тем сильнее, чем больше его задержка (см. рис. 11) [39].

Известно, что гибридную схему можно смоделировать линейным КИХ-фильтром [37, 38]. Поэтому задача подавления сигналов электрического эха формализуется как задача идентификации импульсного отклика этого фильтра w_∞ (см. рис. 12). Аналогично решается задача подавления сигналов электрического эха в модемах проводных систем связи, где также требуется разделение сигналов между двух- и четырёхпроводными каналами (см. рис. 13).

Акустическое эхо имеет несколько иную природу. Оно образуется за счёт отражения акустических сигналов, излучаемых, например, громкоговорителем от стен помещения и приёма этих отражений микрофоном. Громкоговоритель и микрофон могут быть элементами устройств озвучивания помещений или устройств громкоговорящей связи. Акустическая среда характеризуется акустическим импульсным откликом [40], поэтому принцип подавления сигналов акустического эха (см. рис. 14) такой же, как и принцип подавления сигналов электрического эха. Идентифицируемый импульсный отклик в данном случае образуется как свёртка импульсных откликов усилителя, громкоговорителя, микрофона и акустического импульсного отклика.

Рассмотрим эффективность применения адаптивной эхо-компенсации на примере компенсации сигналов электрического эха [36]. Стандарт [41] регламентирует модели ряда импульсных откликов гибридных схем, порождающих сигналы электрического эха. На рисунке 15а представлен один из таких откликов (такой же, как на рис. 5). Гибридная схема с этим импульсным откликом подавляет сигнал $x(k)$ всего лишь примерно на 7,6 дБ. Это подавление грубо можно оценить из амплитудно-частотной

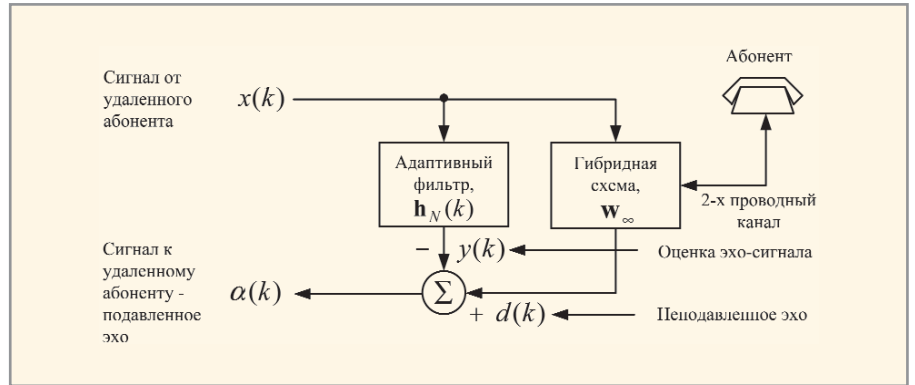


Рис. 12. Подавление сигналов электрического эха в телефонных сетях

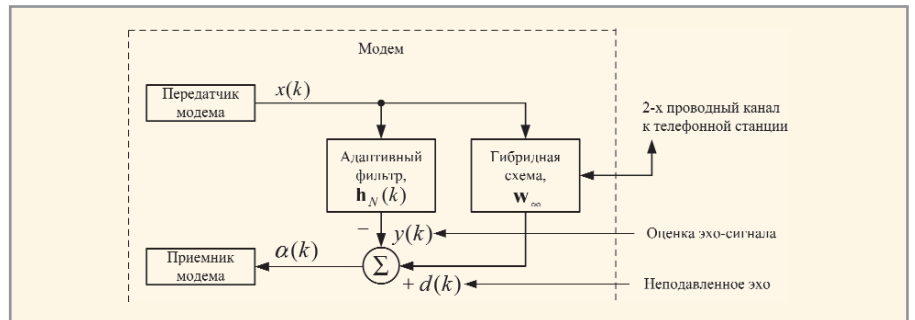


Рис. 13. Подавление сигналов электрического эха в модемах

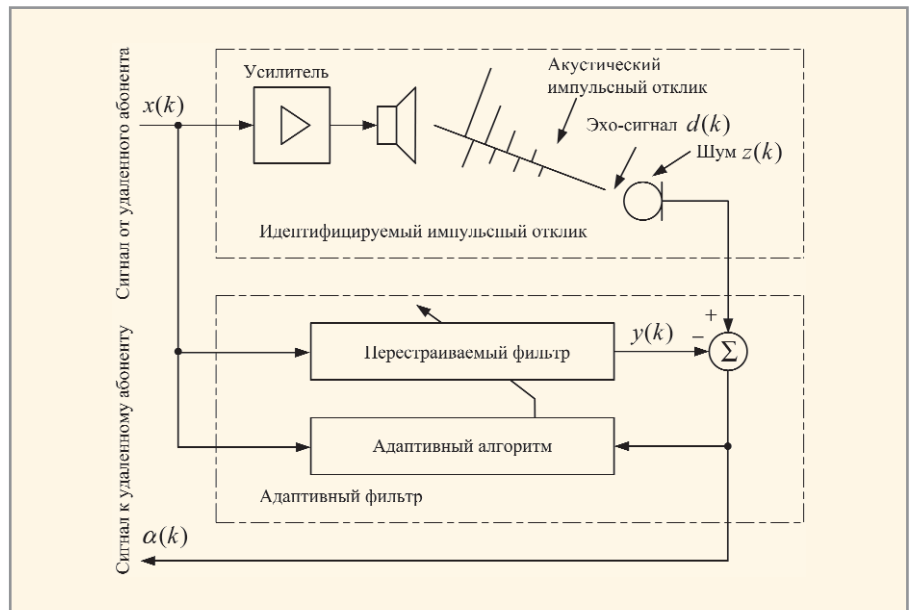


Рис. 14. Подавление сигналов акустического эха

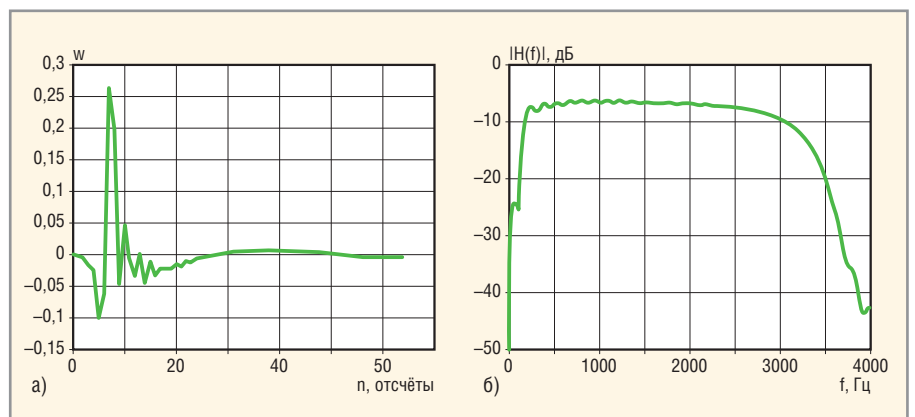


Рис. 15. ERLE \approx 7,6 дБ

(а) – импульсный отклик гибридной схемы, (б) – АЧХ гибридной схемы

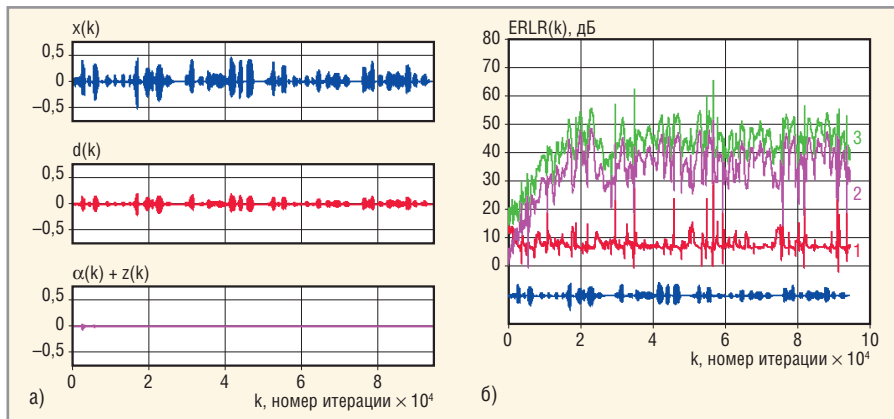


Рис. 16. NLMS-алгоритм

(1) ERLR гибридной схемы, (2) ERLR адаптивного фильтра, (3) ERLR гибридной схемы и адаптивного фильтра

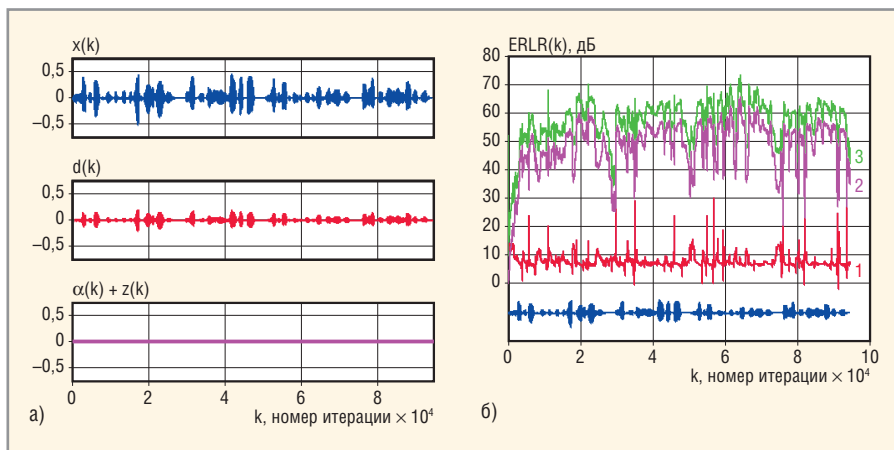


Рис. 17. RLS-алгоритм

(1) ERLR гибридной схемы, (2) ERLR адаптивного фильтра, (3) ERLR гибридной схемы и адаптивного фильтра

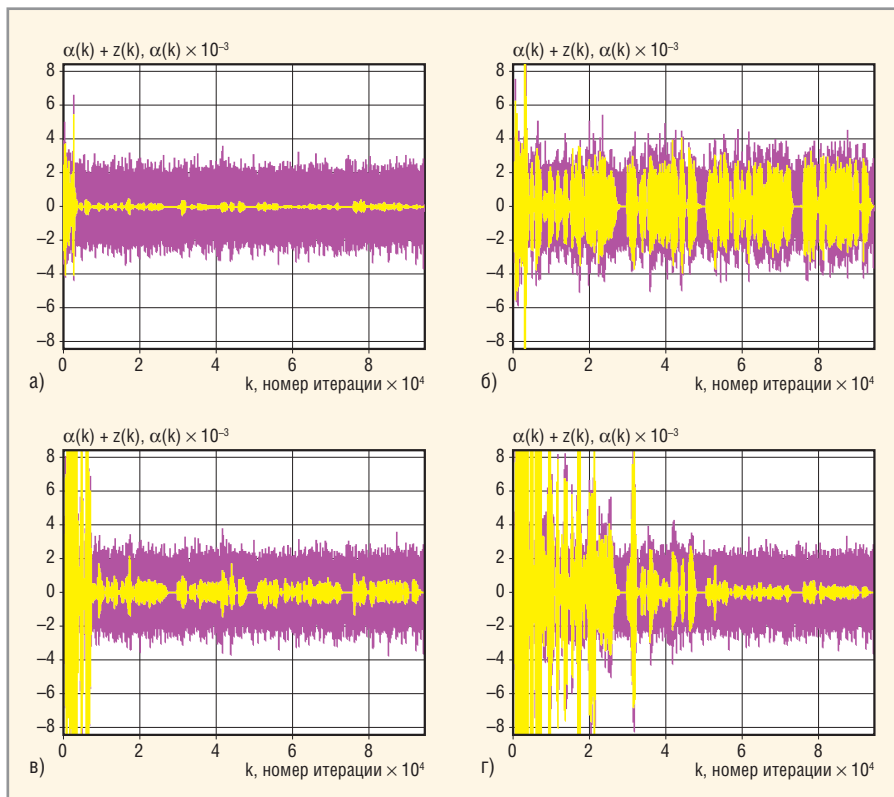


Рис. 18. Зашумленный остаточный эхо-сигнал $\alpha(k) + z(k)$ (тёмная кривая) и незашумленный остаточный эхо-сигнал $\alpha(k)$ (светлая кривая)

(а) RLS-алгоритм, (б) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 1$, (в) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,1$, (г) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,025$

характеристики (АЧХ) гибридной схемы (см. рис. 15б), которая «примерно одинаковая» ($-7 \dots -8$ дБ) в большей части полосы частот телефонного канала $0 \dots 4$ кГц.

Ослабление эхо-сигналов в терминах ERLR для гибридной схемы представляет собой отношение энергий входного сигнала и эхо-сигнала:

$$ERLE(k) = 10 \log_{10} \frac{E[x^2(k)]}{E[d^2(k)]}. \quad (7)$$

На рисунке 16 приведены результаты моделирования подавления эхо-сигнала, образованного гибридной схемой, с помощью адаптивного фильтра на базе простого нормализованного алгоритма по критерию наименьшего среднего квадрата (Normalized LMS, NLMS). На рисунке 16а видно, что эхо-сигнал (красная средняя кривая) имеет достаточно большую амплитуду. Это означает, что данный сигнал будет восприниматься человеческим ухом, создавая дискомфорт в разговоре, и должен быть подавлен. Видно, что адаптивный фильтр подавляет эхо-сигнал (нижняя розовая кривая). Аддитивный шум $z(k)$ в экспериментах был примерно на уровне -30 дБ относительно среднего уровня эхо-сигналов.

Параметр ERLR адаптивного фильтра для графиков, представленных на рис. 16б, определяется как

$$ERLE(k) = 10 \log_{10} \frac{E[d^2(k)]}{E[\alpha^2(k)]}, \quad (8)$$

а для гибридной схемы и адаптивного фильтра – как

$$ERLE(k) = 10 \log_{10} \frac{E[x^2(k)]}{E[\alpha^2(k)]}. \quad (9)$$

Энергия сигналов в вычислениях (7) – (9) для эксперимента (см. рис. 16) определялись на скользящем окне в 256 отсчётов, что при частоте дискретизации 8 кГц, принятой при обработке сигналов в телефонных каналах, равно интервалу усреднения $256 / (8 \times 10^3) = 32 \times 10^{-3} = 32$ мс, т.е. условному интервалу стационарности речевого сигнала [42].

Результаты, аналогичные представленным на рис. 16, но для RLS-алгоритма, показаны на рисунке 17. Из сравнения рисунков 16 и 17 видно, что RLS-алгоритм более эффективен как в терминах

достижимого ERLE, так и в терминах длительности переходных процессов. Причём результаты для NLMS-алгоритма (см. рис. 16) получены при значении его масштабирующего множителя шага сходимости $\hat{\mu}$, обеспечивающего наибольшее значение параметра ERLE.

Из-за представления всех сигналов в одинаковом масштабе на рисунках 16 и 17 трудно оценить уровни подавленных эхо-сигналов. Графики подавленных эхо-сигналов в увеличенном масштабе приведены на рисунке 18. Розовым цветом показан сигнал $\alpha(k) + z(k)$, т.е. наблюдаемый сигнал на выходе ошибки адаптивного фильтра, а жёлтым – подавленное эхо $\alpha(k)$. Подавление эхо-сигнала таково, что уровень остаточного эха находится ниже уровня шума, поэтому оценить качество эхо-компенсации визуально не представляется возможным. Однако при моделировании можно выделить сигнал только подавленного эха $\alpha(k)$, поскольку реализация шумового сигнала является известной.

Из рисунка 18 следует, что вычислительно более сложный RLS-алгоритм является и более эффективным по сравнению с NLMS-алгоритмом. Несмотря на то что в обоих случаях уровень подавленного эхо-сигнала сравним или даже ниже уровня шума, человеческое ухо различает подавленный эхо-сигнал в случае NLMS-алгоритма и не различает в случае RLS-алгоритма. Из рисунка 18 также следует, что RLS-алгоритм обеспечивает демонстрируемое качество (подавление эхо-сигнала и длительность переходного процесса) без подбора дополнительных параметров, в то время как качество NLMS-алгоритма зависят от параметра $\hat{\mu}$. При увеличении $\hat{\mu}$ длительность переходного процесса уменьшается, но увеличивается остаточная ошибка в установившемся режиме, и наоборот.

Таким образом, рисунки 9 – 18 демонстрируют принципы решения прямой задачи адаптивной идентификации и её приложение в задачах эхо-компенсации. Они также показывают превосходство сложных алгоритмов адаптивной фильтрации над простыми алгоритмами.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

- Hudson J.E. Adaptive array principles. England, Loughborough: Peter Peregrinus Ltd., 1981.
- Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. Радио и связь, 1986.
- Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Изд-во Ленинградского университета, 1983.
- Honig M.L., Messerschmitt D.G. Adaptive filters: structures, algorithms and applications. MA, Hingham: Kluwer Academic Publishers, 1984.
- Giordano A.A., Hsu F.M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley and Sons, 1985.
- Alexander S.T. Adaptive signal processing. Theory and applications. Springer, 1986.
- Ljung L., Soderstrom T. Theory and practice of recursive identification. MIT Press, 1986.
- Treicher J.R., Johnson C.R., Larimore M.G. Theory and design of adaptive filters. John Wiley and Sons, 1987.
- Коуэн К.Ф.Н., Грант П.М. Адаптивные фильтры. Мир, 1988.
- Уидроу Б., Стурнз С. Адаптивная обработка сигналов. Радио и связь, 1989.
- Пистолькорс А.А., Лутвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. Наука, 1991.
- Adaptive system identification and signal processing algorithms. N. Kalouptsidis, S. Theodoridis, Eds. Prentice-Hall, 1993.
- Clarkson P.M. Optimum and adaptive signal processing. CRC Press, 1993.
- Zelniker G., Taylor F.J. Advanced digital signal processing: theory and applications. Marcel Dekker, 1994.
- Regalia P.A. Adaptive IIR filtering in signal processing and control. Marcel Dekker, 1995.
- Macchi O. Adaptive processing. John Wiley and Sons, 1995.
- Тараканов А.Н., Хрящев В.В., Приоров А.Л. Адаптивная цифровая обработка сигналов. Ярославль: ЯГУ, 2001.
- Bellanger M.G. Adaptive digital filters. 2nd ed. Marcel Dekker, 2001.
- Haykin S. Adaptive filter theory. 4th ed. Prentice Hall, 2001.
- Sayed A.H. Fundamentals of adaptive filtering. John Wiley and Sons, 2003.
- Adaptive signal processing: applications to real-world problems. J. Benesty, Y. Huang, Eds. Springer, 2003.
- Poularikas A.D., Ramadan Z.M. Adaptive filtering premier with MATLAB. CRC Press, 2006.
- Ogunfunmi T. Adaptive nonlinear system identification: the Volterra and Wiener model approaches. Springer Science + Business Media, 2007.
- Dzing P.S.R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 3rd ed. Springer Science + Business Media, 2008.
- Sayed A.H. Adaptive filters. John Wiley and Sons, 2008.
- Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing. 1997. Vol. 14. № 5. PP. 39–41.
- Messerschmitt D. Echo cancellation in speech and data transmission. IEEE J. Selected Areas in Communications. 1984. Vol. 2. № 2. PP. 283–297.
- Qureshi S. Adaptive equalization. IEEE Communications Magazine. 1982. Vol. 20. № 2. PP. 9–16.
- Qureshi S. Adaptive equalization. Proc. of the IEEE. 1985. Vol. 73. № 9. PP. 1349–1387.
- Djigjan V.I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proc. of the 7th Intern. Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, 2007. PP. 255–260.
- Джиган В.И. Многообразие алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов. Современная электроника. 2008. № 3. С. 32–39.
- Джиган В.И. Прикладная библиотека адаптивных алгоритмов. Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2006. № 1. С. 60–65.
- Солохина Т., Александров Ю., Петричкович Я. Сигнальные контроллеры компании «ЭЛВИС»: первая линейка отечественных DSP. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2005. № 7. С. 70–77.
- Treichler J., Larimore M. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1985. Vol. 33. № 2. PP. 420–431.
- Widrow B. Thinking about thinking: the discovery of the LMS algorithm – DSP history. IEEE Signal Processing Magazine. 2005. Vol. 22. № 1. PP. 100–106.
- Джиган В.И., Солохина Т.В., Петричкович Я. Подавление электрического эха на базе контроллеров «МУЛЬТИКОР». Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2004. № 8. С. 26–33.
- Chen W.Y. Simulation techniques and standards development for digital subscriber line systems. Macmillan Technical Publishing, 1998.
- Starr T., Cioffi J.M., Silverman P.J. Understanding digital subscriber line technology. Prentice Hall, 1999.
- Huntly H.R. Transmission design of intertoll telephone trunks. Bell System Technical J. 1953. Vol. 32. PP. 1019–1036.
- Allen J.B., Berkley D.A. Image method for efficiently simulating small-room acoustics. J. Acoustic Society of America. 1979. Vol. 65. № 4. PP. 943–950.
- Digital network echo cancellers. ITU-T Recommendation G.168, 04/2000. Geneva, 2001.
- Deller J.R., Proakis J.G., Hansen G.H.L. Discrete-time processing of speech signals. Prentice Hall, 1993.
- Chen Y., Le-Ngoc T., Champagne B., Xu C. Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array. IEEE Trans. Signal Processing. 2004. Vol. 52. № 5. PP. 1452–1456.
- Плетнева И.Д., Джиган В.И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках. Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). МИЭТ, 2007. С. 36–43. ©