

УДК 538.563: 534.83

АНАЛОГО-ЦИФРОВАЯ АДАПТИВНАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ*А. А. Мальцев, Е. Т. Патронис*

Описываются принцип построения и рабочие характеристики адаптивного фильтра специального типа — адаптивной линии задержки, время задержки и усиление которой контролируются адаптивным алгоритмом, основанным на градиентном методе наискорейшего спуска. Все основные теоретические результаты проверены в экспериментах с аналого-цифровой адаптивной линией задержки

Хорошо известно [1], что структура адаптивной системы зависит от имеющейся в распоряжении проектировщика априорной информации о сигнале и шуме (в случае решения проблемы адаптивной фильтрации сигнала) или о «неизвестной» системе (в случае решения проблемы идентификации). Использование всей имеющейся априорной информации очень часто позволяет спроектировать более простую адаптивную систему. Конечно, эта система не может быть использована для общих целей, но для своего частного случая ее рабочие характеристики могут быть даже лучше, чем у других, предназначенных для общих целей и в то же время, естественно, более сложных адаптивных систем.

Целью настоящей работы является теоретическое и экспериментальное исследование одного адаптивного фильтра специального типа — адаптивной линии задержки (АЛЗ). АЛЗ позволяет простейшим образом решить проблемы идентификации среды (системы) с неизвестным временем задержки и усилением (ослаблением), компенсации эхо-сигнала с неизвестным затуханием и запаздыванием и некоторые другие.

1. АДАПТАЦИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ И УСИЛЕНИЯ

Для определенности рассмотрим задачу идентификации системы с неизвестным временем задержки T_0 и усилением k (например, это может быть линейная среда без дисперсии, в которой распространяется волна). Из имеющейся априорной информации ясно, что можно попытаться упростить общепринятую схему адаптивного трансверсального фильтра [2], заменив его адаптивной системой, подбирающей только два неизвестных параметра: задержку и усиление. Схематическая диаграмма такой адаптивной системы, которую мы и будем называть адаптивной линией задержки, показана на рис. 1.

Регулируемое время задержки T и весовой коэффициент W системы подбираются с помощью некоторого адаптивного алгоритма так, чтобы минимизировать мощность ошибки $\varepsilon(t)$ между «желаемым» откликом неизвестной системы $d(t)$ и выходным сигналом АЛЗ $y(t)$:

$$\varepsilon(t) = d(t) - y(t). \quad (1)$$

Входной сигнал $x(t)$ может быть случайным или детерминированным процессом.

Выходной сигнал адаптивной системы, изображенной на рис. 1, равен

$$y(t) = Wx(t - T), \quad (2)$$

а средний квадрат ошибки (СКО) примет вид

$$\langle \varepsilon^2(t) \rangle = \langle d^2(t) \rangle - 2W \langle d(t)x(t-T) \rangle + W^2 \langle x^2(t-T) \rangle. \quad (3)$$

Чтобы найти оптимальные весовой коэффициент W^* и задержку T^* , будем, следуя [1], использовать широко известный градиентный алгоритм наискорейшего спуска по критерию минимума СКО в вероятностной форме (или, как его еще называют, вероятностный алгоритм оптимизации), заменяя при этом неизвестное истинное значение градиента $\nabla \langle \varepsilon^2(t) \rangle$ его известным выборочным значением $\nabla \varepsilon^2(t)$. В нашем случае адаптивной системы непрерывного действия этот алгоритм может быть записан так:

$$\frac{dW}{dt} = -\frac{\mu_1}{2} \frac{\partial \langle \varepsilon^2(t) \rangle}{\partial W} \approx -\frac{\mu_1}{2} \frac{\partial [\varepsilon^2(t)]}{\partial W} = \mu_1 x(t-T) \varepsilon(t), \quad (4)$$

$$\frac{dT}{dt} = -\frac{\mu_2}{2} \frac{\partial \langle \varepsilon^2(t) \rangle}{\partial T} \approx -\frac{\mu_2}{2} \frac{\partial [\varepsilon^2(t)]}{\partial T} = -\mu_2 W \frac{dx(t-T)}{dt} \varepsilon(t),$$

где μ_1, μ_2 — скалярные параметры, контролирующие скорость сходимости и стабильность алгоритма.

Рассматривая адаптивный алгоритм (4) как совокупность уравнений, описывающих некоторую систему автоматического управления с обратной связью, легко получаем блок-диаграмму этой системы, показанную на рис. 2*. Следует отметить, что для реальных интеграторов с конечными временами интегрирования уравнения адаптивной системы, показанной на рис. 2, примут вид

$$\tau_1 \frac{dW}{dt} + W = \gamma_1 x(t-T) [d(t) - Wx(t-T)], \quad (5)$$

$$\tau_2 \frac{dT}{dt} + T = T_1 - \gamma_2 W \frac{dx(t-T)}{dt} [d(t) - Wx(t-T)],$$

где τ_1, τ_2 — постоянные времена реальных интегрирующих фильтров, γ_1, γ_2 — коэффициенты усиления в цепях обратных связей, T_1 — стационарное значение времени задержки АЛЗ при нулевом входном сигнале.

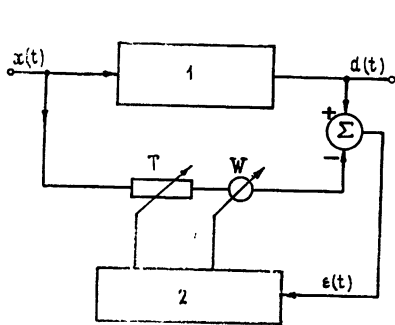


Рис. 1.

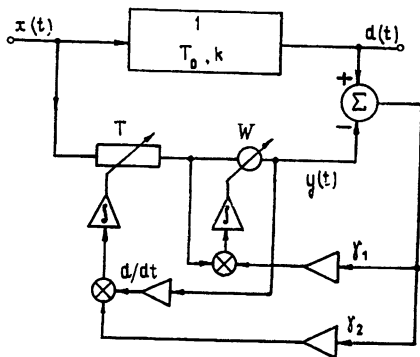


Рис. 2.

Рис. 1. Идентификация неизвестной системы с помощью адаптивной линии задержки: 1 — неизвестная система, 2 — адаптивный процессор.

Рис. 2. Реализация градиентного алгоритма адаптации времени задержки T и весового коэффициента W для АЛЗ, работающей по критерию минимума СКО: 1 — неизвестная система с временем задержки T_0 и усилением k .

* При этом учитывалось, что весовой коэффициент $W(t)$ — очень медленная функция времени по сравнению с входным сигналом $x(t)$, так что всегда

$$\frac{d[W(t)x(t-T)]}{dt} \approx W(t) \frac{dx(t-T)}{dt}.$$

2. ДИНАМИЧЕСКОЕ ПОВЕДЕНИЕ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ

Точное решение уравнений (5), когда $d(t)$, $x(t)$ — случайные процессы, — чрезвычайно сложная проблема. Некоторые результаты по статистическим характеристикам адаптивных систем были получены, например, в [3, 4]. В настоящей работе рассматривается только поведение средних значений весового коэффициента $\langle W(t) \rangle$ и времени задержки $\langle T(t) \rangle$, пренебрегая в первом приближении их флуктуациями $\delta W \equiv W(t) - \langle W(t) \rangle$ и $\delta T \equiv T(t) - \langle T(t) \rangle$.

Предполагая $x(t)$, $d(t)$ стационарными дифференцируемыми случайными процессами со средними значениями, равными нулю, и усредняя (5), нетрудно получить систему уравнений, описывающую усредненное (динамическое) поведение АЛЗ:

$$\begin{aligned} \tau_1 \frac{d\langle W \rangle}{dt} + (1 + \gamma_1 \sigma_x^2) \langle W \rangle &= \gamma_1 K_{xd} [\langle T \rangle], \\ \tau_2 \frac{d\langle T \rangle}{dt} + \langle T \rangle &= T_1 + \gamma_2 \langle W \rangle \frac{dK_{xd}[\langle T \rangle]}{d\langle T \rangle}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь $K_{xd}[\tau] \equiv \langle x(t)d(t+\tau) \rangle$ — взаимная корреляционная функция между входным сигналом $x(t)$ и «желаемым» откликом $d(t)$, σ_x^2 — дисперсия (мощность) входного сигнала.

Для исследования системы уравнений (6) необходимо конкретизировать вид корреляционной зависимости случайных процессов $x(t)$ и $d(t)$. Например, положим, что

$$d(t) = kx(t - T_0) + \eta_1(t), \quad (7)$$

где $\eta_1(t)$ — аддитивный мешающий шум, статистически независимый от $x(t)$, а автокорреляционная функция входного сигнала равна

$$K_{xx}[\tau] = \sigma_x^2 \exp\{-|\tau|/\tau_{\text{кор}}\}. \quad (8)$$

Используя (7) и (8), перепишем динамические уравнения (6) в более удобном безразмерном виде:

$$\begin{aligned} \tau_1 \frac{d\langle W \rangle}{dt} + (1 + \beta) \langle W \rangle &= k\beta e^{-|\vartheta|}, \\ \tau_2 \frac{d\vartheta}{dt} + \vartheta &= \Delta - kx \langle W \rangle \operatorname{sgn} \vartheta e^{-|\vartheta|}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь $\vartheta = (\langle T \rangle - T_0)/\tau_{\text{кор}}$ — относительная расстройка между адаптируемым и неизвестным временами задержки, $\Delta = (T_1 - T_0)/\tau_{\text{кор}}$ — начальная расстройка между начальным и неизвестным временами задержки, $x = \gamma_2 \sigma_x^2 / \tau_{\text{кор}}^2$ — безразмерный коэффициент, характеризующий усиление в цепи регулирования T , $\beta = \gamma_1 \sigma_x^2$.

Несложно получить, что стационарные решения системы (9) могут быть представлены графически как координаты пересечения прямой линии $z = \vartheta - \Delta$ и экспоненциальной кривой

$$z = f(\vartheta) = -k^2 x [\beta / (1 + \beta)] \operatorname{sgn} \vartheta e^{-2|\vartheta|},$$

как показано на левой стороне рис. 3. На правой стороне рис. 3 даны графики стационарных значений расстройки $\vartheta_{\text{ст}}$ в зависимости от начальной расстройки Δ . Устойчивые кривые помечены темными, а неустойчивые — светлыми точками.

Интересно отметить, что кривые для $\varphi_{ст}$ выглядят как частотные кривые для синхронизируемого автогенератора. По аналогии назовем

$$\Delta_1 = k^2 \alpha \beta / (1 + \beta) \quad (10)$$

полосой удержания, а

$$\Delta_0 = \begin{cases} \Delta_1 & \text{при } k^2 \alpha \beta / (1 + \beta) \leq 1/2 \\ (1/2) \{ 1 + \ln [2k^2 \alpha \beta / (1 + \beta)] \} & \text{при } k^2 \alpha \beta / (1 + \beta) > 1/2 \end{cases} \quad (11)$$

полосой захвата.

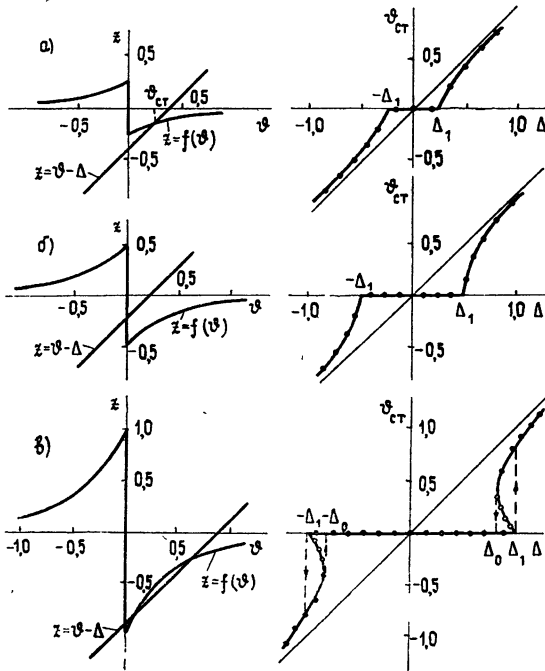


Рис. 3. Стационарные значения относительной временной расстройки $\varphi_{ст}$ в зависимости от начальной расстройки Δ : а) слабый входной сигнал, б) граничный случай, в) сильный входной сигнал, явление гистерезиса.

Из рис. 3в видно, что при изменении Δ имеет место явление гистерезиса в районе $\Delta_0 < |\Delta| < \Delta_1$. Зависимость полосы удержания Δ_1 и полосы захвата Δ_0 от параметров адаптивной системы различная (см. (10), (11)). Они равны друг другу при $k^2 \alpha \beta / (1 + \beta) \leq 1/2$, затем голоса удержания увеличивается пропорционально $k^2 \alpha \beta / (1 + \beta)$, а полоса захвата растет значительно медленнее, как логарифмическая функция. Таким образом, для увеличения абсолютной полосы захвата АЛЗ выгоднее увеличивать время корреляции входного сигнала $\tau_{кор}$ (если это возможно), а не его мощность или коэффициент усиления в цепи обратной связи γ_2 .

Исследование динамики АЛЗ при любых других входных сигналах может быть выполнено аналогичным образом, однако ясно, что качественно поведение адаптивной системы будет весьма сходным для любой унимодальной взаимной корреляционной функции $K_{xd}[\tau]$.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И СРАВНЕНИЕ С ТЕОРИЕЙ

Основная трудность в создании адаптивной линии задержки в соответствии с общей схемой рис. 2 была в выборе линии, время задержки которой могло бы легко управляться напряжением обратной связи. Эта задача была решена с помощью аналого-цифровой линии задержки, которая работала следующим образом.

Входной сигнал $x(t)$ для устранения высокочастотных составляющих, увеличивающих шум квантования, предварительно пропускался через полосовой фильтр низкой частоты (ФНЧ) третьего порядка с частотой среза $4,7 \text{ кГц}$ (на уровне 3 дБ). Затем сигнал поступал в усилитель с запоминанием, частота выборок (запоминания) которого регулировалась импульсами задающего генератора, общего для всей схемы. На выходе усилителя с запоминанием сигнал имел ступенчатую форму, удобную для работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП). АЦП путем сравнения сигнала с опорным напряжением преобразовывал напряжение сигнала (каждую ступеньку) в цифровой двоичный десятиразрядный код. Десять двоичных выходов АЦП подавались на десять цепочек сдвиговых регистров, частота переключения которых также устанавливалась с помощью импульсов задающего генератора. Каждая цепочка состояла из четырех восьмиразрядных сдвиговых регистров с параллельными выходами через четыре разряда. Цифровая информация с выходов регистров поступала на цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). После каждого ЦАП для сглаживания выходного сигнала были поставлены ФНЧ, по структуре аналогичные входному. Таким образом, время задержки входного аналогового сигнала $x(t)$ могло изменяться плавно путем изменения частоты задающего генератора и, если это требовалось для эксперимента, дискретно — с помощью переключения выходов ЦАП. Частота задающего генератора регулировалась напряжением цепи обратной связи в пределах $12,8 \div 30,5 \text{ кГц}$. Верхнее ограничение на частоту было связано с предельным быстродействием АЦП, а нижнее — с резким возрастанием шумов квантования. Общий диапазон изменения времени задержки был $0,13 \div 2,5 \text{ мс}$. Полоса пропускания аналого-цифровой линии задержки определялась ее входными полосовыми фильтрами.

Все управляющие цепочки обратных связей АЛЗ (см. рис. 2) были выполнены на низкочастотных аналоговых интегральных схемах: операционных усилителях и умножителях.

В качестве «неизвестной» системы использовалась другая аналого-цифровая линия задержки, сделанная аналогичным образом, но с ручной регулировкой частоты своего задающего генератора. Начальное значение разности $T_1 - T_0$ (между временем задержки АЛЗ — T_1 и «неизвестной» системы T_0) устанавливалось с помощью регулировки частоты этого задающего генератора. Определение времени задержки осуществлялось с весьма высокой точностью ($\sim 0,05 \text{ мкс}$) косвенно, путем измерения частоты задающих генераторов (частоты переключения сдвиговых регистров).

В качестве входного сигнала $x(t)$ использовался «белый» шум, пропущенный через низкочастотный RC-фильтр первого порядка. Таким образом, автокорреляционная функция $K_{xx}[\tau]$ имела приблизительно экспоненциальную форму (8). Нарушение экспоненциальной формы $K_{xx}[\tau]$ наблюдалось только в окрестности точки $\tau = 0$ из-за использования в обеих линиях задержки низкочастотных полосовых фильтров ($4,7 \text{ кГц}$).

В настоящей работе проводилось исследование характеристик АЛЗ только в установившихся режимах работы, т. е. после окончания процессов настройки (адаптации). Была проведена серия экспериментов с использованием АЛЗ как для идентификации неизвестной систе-

мы (неизвестного времени задержки T_0), так и для выделения сигнала из смеси сигнала и шума (автокомпенсации эхо-помехи). Основные результаты этих экспериментов и их сравнение с теорией приводятся ниже.

а) *Точность идентификации времени запаздывания.* Так как изменение времени задержки АЛЗ осуществлялось путем изменения частоты задающего генератора (его частота была пропорциональна управляющему напряжению в цепи обратной связи для управления T), то основные уравнения экспериментальной адаптивной системы несколько отличались от (6) и имели вид

$$\tau_1 \frac{d \langle W \rangle}{dt} + (1 + \beta) \langle W \rangle = k \beta R_{xx} [\langle T \rangle - T_0], \quad (12)$$

$$\tau_2 \frac{d [1 / \langle T \rangle]}{dt} + \frac{1}{\langle T \rangle} = \frac{1}{T_1} - k \mu \sigma_x^2 \langle W \rangle \frac{d}{d \langle T \rangle} R_{xx} [\langle T \rangle - T_0],$$

где $R_{xx}[\tau] \equiv K_{xx}[\tau] / \sigma_x^2$ — коэффициент автокорреляции входного сигнала, μ — усиление в цепи обратной связи. Значения постоянных во всех экспериментах параметров были равны: $\tau_1 = 1$ с, $\tau_2 = 2,72$ с, $\tau_{\text{кор}} = 200$ мкс, $\beta = 5 \cdot 10^2$, $\sigma_x = 1$ В, $k = 1$.

При использовании АЛЗ для целей идентификации наиболее важной характеристикой является точность оценки неизвестного времени запаздывания T_0 . На рис. 4а показана теоретическая зависимость разности $\tau_{\text{ст}} = T_{\text{ст}} - T_0$ (между $T_{\text{ст}}$ — установившимся средним временем задержки АЛЗ — и T_0) от начальной разности $T_1 - T_0$ при различных значениях безразмерного параметра $A = 2\mu\sigma_x^2 [k^2\beta / (1 + \beta)]$.

Экспериментальные кривые для этих же параметров показаны на рис. 4б. Теоретические кривые для системы получились несимметричными, так как адаптация реально велась по частоте задающего генератора $f \sim 1/T$, а не прямо по времени задержки T (ср. с рис. 3). Из рис. 4 видно, что экспериментальные результаты согласуются с теоретическими довольно хорошо. Наклон экспериментальных кривых внутри «полосы удержания» и исчезновение гистерезисного участка на правой стороне кривой $A = 0,2$ объясняется «сглаживанием» корреляционной функции входного сигнала (8) в окрестности нуля полосовыми входными фильтрами.

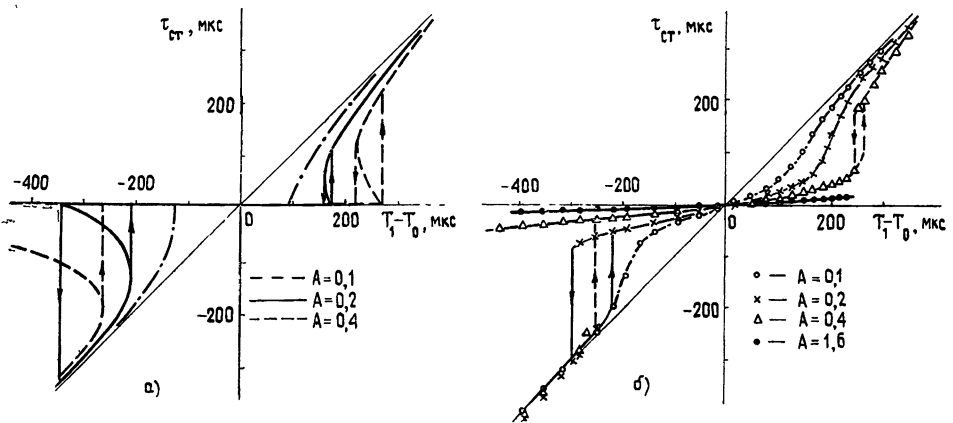


Рис. 4. Установившаяся ошибка $\tau_{\text{ст}}$ идентификации неизвестного времени задержки T_0 в зависимости от начальной разности (априорной неопределенности) времен $T_1 - T_0$; теоретические (а) и экспериментальные кривые (б) даны для разных значений параметра A .

На рис. 5а показаны экспериментальные кривые для больших коэффициентов усиления в цепи обратной связи μ . Заметим, что при максимальном усилении ($A = 25,6$) точность идентификации неизвестного времени задержки лучше 1 мкс при априорной неопределенности в разности $T_1 - T_0$ порядка 600 мкс.

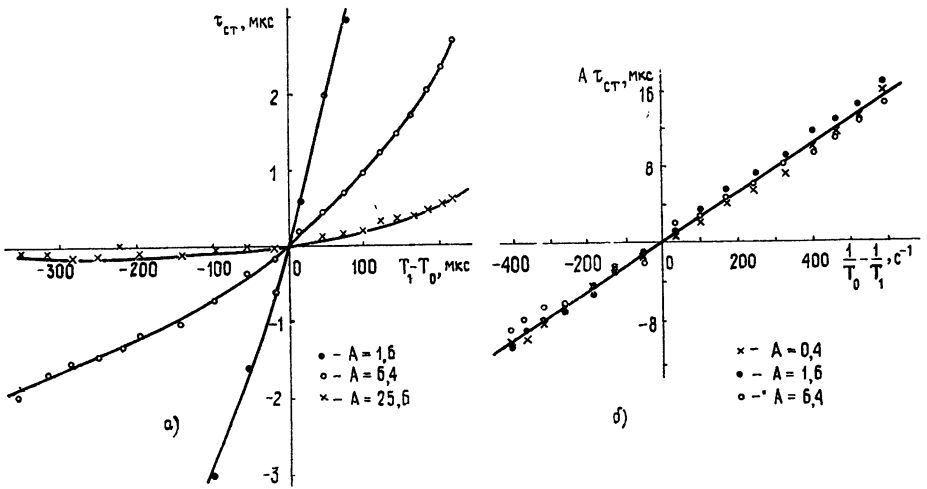


Рис. 5. Установившаяся ошибка $\tau_{ст}$ идентификации неизвестного времени задержки T_0 при больших значениях параметра A :
 а) $\tau_{ст}$ как функция $(T_1 - T_0)$; б) $A \tau_{ст}$ как функция $(1/T_1 - 1/T_0)$.

Чтобы сравнить экспериментальные результаты с теоретическими при больших A , представим реальную автокорреляционную функцию в окрестности нулевой точки $\tau = 0$ как

$$R_{xx}[\tau] \approx 1 - \tau^2/\tau_0^2. \quad (13)$$

Подставляя (13) в (12) и полагая

$$\tau \equiv \langle T \rangle - T_0 \ll T_0, \quad \tau \ll \tau_0,$$

получим линеаризованные по τ уравнения, которые описывают поведение АЛЗ в полосе удержания при малых τ :

$$\begin{aligned} \tau_1 \frac{d \langle W \rangle}{dt} + (1 + \beta) \langle W \rangle &= k \beta, \\ \tau_2 \frac{d \tau}{dt} + \tau &= T_0^2 \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1} \right) - \frac{2T_0^2 k \mu \sigma_x^2}{\tau_0^2} \langle W \rangle \tau. \end{aligned} \quad (14)$$

Заметим, что первое уравнение для среднего значения весового коэффициента $\langle W \rangle$ в первом приближении не зависит от τ и T_0 . Таким образом, при изменениях T_0 в полосе удержания и постоянном значении $k \langle W \rangle$ практически не изменяется (это подтверждалось и экспериментально), и можно рассматривать только второе уравнение в (14). Подставляя в него стационарное решение первого уравнения*

$$\langle W \rangle = W_{ст} = k \beta / (1 + \beta), \quad (15)$$

* Очевидно, что такую подстановку можно делать и при одновременных изменениях времени задержки T_0 и затухания k в неизвестной системе, если $\tau_1 \ll \tau_2$.

получим

$$\tau_2 \frac{d\tau}{dt} + \left(1 + A \frac{T_0^2}{\tau_0^2}\right) \tau = T_0^2 \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1}\right). \quad (16)$$

Это уравнение описывает процесс установления разности $\tau = \langle T \rangle - T_0$. Для установившегося значения ошибки идентификации $\tau_{ст}$ из (16) находим

$$\tau_{ст} = \frac{T_0^2}{1 + A (T_0^2/\tau_0^2)} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1}\right). \quad (17)$$

Если $A (T_0^2/\tau_0^2) \gg 1$ (это условие хорошо выполнялось для всех экспериментов, результаты которых представлены на рис. 5), то формула (17) упрощается:

$$\tau_{ст} = (\tau_0^2/A) (1/T_0 - 1/T_1). \quad (18)$$

Отсюда видно, что теоретическая ошибка в идентификации пропорциональна

$$\tau_0^2 \equiv -2/(d^2 R_{xx}[\tau]/d\tau^2|_{\tau=0})$$

и обратно пропорциональна величине A (усилению в цепи обратной связи μ и мощности входного сигнала σ_x^2). На рис. 5б показаны экспериментальные значения для $A \tau_{ст}$ в зависимости от разности $1/T_0 - 1/T_1$. Из этого графика мы легко находим значение параметра τ_0^2 как угловой коэффициент прямой, проведенной через экспериментальные точки ($\tau_0 \approx 160$ мкс). Величина параметра τ_0^2 (кривизны автокорреляционной функции $R_{xx}[\tau]$ в нуле) является очень важной для работы АЛЗ, поскольку она определяет точность настройки адаптивной системы.

Очевидно, что для уменьшения ошибки в идентификации неизвестного времени запаздывания T_0 следует уменьшать τ_0^2 и увеличивать A , т. е. использовать входной сигнал $x(t)$ с широким спектром, большой мощностью и увеличивать коэффициент усиления в цепи обратной связи. При этом необходимо отметить следующие ограничения: во-первых, τ_0 обратно пропорционально наивысшей частоте, проходящей через цифровую линию задержки, и, таким образом, ограничено в конечном итоге максимальной скоростью выборки, возможной для используемого в цифровой линии задержки аналого-цифрового преобразователя; во-вторых, для очень больших значений параметра A точность идентификации ограничивается флуктуациями адаптируемого времени задержки $\delta T \equiv T(t) - \langle T \rangle$, которые увеличиваются с ростом A и для нашей системы становились сравнимыми со стационарной ошибкой $\tau_{ст}$ при $A \gtrsim 25$ (см. левую часть кривой для $A = 26,6$ на рис. 5а).

б) *Подавление запаздывающей шумовой помехи.* В соответствии с общими идеями [2] АЛЗ как специальный тип адаптивного фильтра может быть использована и для целей компенсации помех.

На рис. 6 схематически показано применение АЛЗ в этом случае. Приемная система состоит из двух каналов (антенн) — главного и вспомогательного. Сигнал $s(t)$ передается через некоторую среду к главному входу. Также имеется источник сильного шума $x(t)$, не коррелированного с сигналом. Помеха принимается обоими каналами, но главный канал принимает помеху, запаздывающую на неизвестное время T_0 :

$$x_0(t) = kx(t - T_0) + \eta_1(t). \quad (19)$$

Здесь $\eta_1(t)$ — аддитивный не коррелированный с $x(t)$ и $s(t)$ собственный шум главного канала. Выход АЛЗ вычитается из выхода основного канала с целью уничтожения запаздывающей помехи $kx(t - T_0)$ в $x_0(t)$.

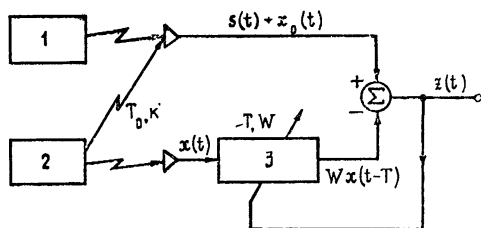


Рис. 6. Схема применения АЛЗ для подавления запаздывающей помехи:
1 — источник сигнала, 2 — источник помехи, 3 — АЛЗ.

Легко увидеть, что для схемы компенсации все уравнения, описывающие поведение средних величин $\langle W \rangle$, $\langle T \rangle$, будут, с точностью до обозначений, такими же, как и для схемы идентификации. В установившемся режиме выходной сигнал системы компенсации (рис. 6) равен

$$z(t) = s(t) + \varepsilon(t). \quad (20)$$

Здесь $\varepsilon(t) = x_0(t) - W_{\text{ст}} x(t - T_{\text{ст}}) + \eta_2(t)$, где $\eta_2(t)$ — аддитивный независимый собственный шум вспомогательного канала.

Наиболее важной характеристикой адаптивной системы, когда она используется для целей автокомпенсации, является коэффициент подавления помехи, который мы определим как

$$C \equiv \langle \varepsilon^2(t) \rangle / k^2 \sigma_x^2. \quad (21)$$

Для оптимального весового коэффициента $W^* = k$ и времени задержки $T^* = T_0$ коэффициент подавления, очевидно, равен

$$C = \langle \eta^2(t) \rangle / k^2 \sigma_x^2,$$

где $\eta(t) = \eta_1(t) + \eta_2(t)$ — суммарный собственный шум системы.

Используя стационарное решение системы уравнений (12) и (21), нетрудно получить следующее выражение для коэффициента подавления:

$$C = \left\{ 1 - \frac{\beta(2 + \beta)}{(1 + \beta)^2} R_{xx}^2 [T_{\text{ст}} - T_0] \right\} + \frac{\langle \eta^2(t) \rangle}{k^2 \sigma_x^2}. \quad (22)$$

На рис. 7 показаны экспериментальные кривые для C в зависимости от начальной расстройки $T_1 - T_0$ для различных коэффициентов усиления в цепи обратной связи (все параметры помехи и системы те же, что и в п. а)). Из приведенных графиков видно, что большая начальная разница $T_1 - T_0$ приводит к большему выходному шуму; увеличение же коэффициента усиления в цепи обратной связи ($A \sim \mu$) улучшает подавление шума. Однако для больших A это улучшение весьма мало (ср. кривые для $A = 6,4$ и $A = 25,6$).

Необходимо отметить, что шум $\eta(t)$ в экспериментальной системе был, главным образом, вследствие аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований. Среднеквадратичное напряжение этого шума (при входном напряжении ~ 1 В) в полосе $10 \div 4700$ Гц было приблизительно 45 мВ (-27 дБ). Внутренний аддитивный шум всех других элементов схемы при этом был меньше, чем 3 мВ (-50 дБ).

При обычных условиях работы АЛЗ в полосе удержания ($\beta \gg 1$) ($(T_{\text{ст}} - T_0)^2 / \tau_0^2 \ll 1$), используя представление автокорреляционной функции (13), можно упростить формулу (22) и в первом приближении получить

$$C \approx 2 \left(\frac{\tau_{\text{ст}}}{\tau_0} \right)^2 + \frac{1}{\beta^2} + \frac{\langle \eta^2(t) \rangle}{k^2 \sigma_x^2}. \quad (23)$$

Первый член в этой формуле появляется вследствие конечной ошибки системы в определении времени запаздывания помехи T_0 ($\tau_{\text{ст}} = T_{\text{ст}} - T_0 \neq 0$), а второй — из-за ошибки в определении затухания k ($W_{\text{ст}} = k\beta/(1+\beta) \neq k$).

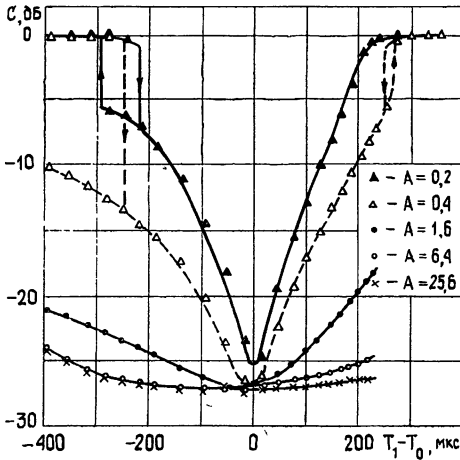


Рис. 7.

Рис. 7. Экспериментальные кривые для коэффициента подавления запаздывающей помехи $C = \langle \varepsilon^2 \rangle / k^2 \sigma_x^2$ в зависимости от начальной разности времен $T_1 - T_0$ при разных значениях коэффициента усиления в цепи обратной связи

Рис. 8. Коэффициент подавления запаздывающей помехи как функция установившейся ошибки $\tau_{\text{ст}}$; сравнение экспериментальных результатов (точки) с теоретическими (кривая).

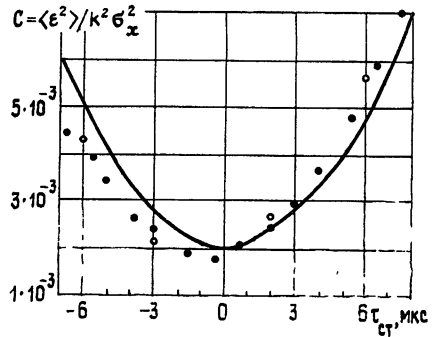


Рис. 8.

Подставляя (18) в (23), найдем явную теоретическую зависимость коэффициента подавления шума от параметров системы и помехи (в полосе удержания $\tau_{\text{ст}} \ll \tau_0$):

$$C = 2 \left[\frac{\tau_0}{A} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1} \right) \right]^2 + \frac{1}{\beta^2} + \frac{\langle \eta^2(t) \rangle}{k^2 \sigma_x^2}. \quad (24)$$

Сравнение экспериментальных результатов с теоретическими (при малых $\tau_{\text{ст}}$) показано на рис. 8. Для получения точек мы использовали экспериментальные значения для обеих величин $\langle \varepsilon^2(t) \rangle$ и $\tau_{\text{ст}}$ (при $A = 0,4; 1,6$). Теоретическая кривая дана для $\tau_0 = 160$ мкс, $\sqrt{\langle \eta^2 \rangle} = 45$ мВ. Из рисунка видно, что согласие между теоретическими и экспериментальными результатами весьма хорошее.

Для наглядной иллюстрации работы АЛЗ на рис. 9 показаны осциллограммы для схемы компенсации. В качестве сигнала $s(t)$ бралось синусоидальное напряжение 0,1 В, остальные параметры были равны: $\sigma_x = 1$ В, $k = 1$, $\tau_{\text{кор}} = 200$ мкс, $T_1 - T_0 = -200$ мкс, $A = 25,6$. Установившаяся ошибка в настройке АЛЗ $\tau_{\text{ст}} \approx 0,2$ мкс, коэффициент подавления шума $C \approx -26$ дБ.

Исследование, проведенное в настоящей работе, позволяет надеяться, что АЛЗ может найти применение в качестве адаптивного фильтра специального типа, когда имеется априорная информация о свойствах мешающих помех или свойствах неизвестной системы, которую необходимо идентифицировать см., например, [5-7]).

В то же время следует отметить, что для эффективного использования АЛЗ в практических задачах необходимо проведение дальнейшего, более полного исследования ее характеристик при нестационарных воздействиях, рассмотрение процессов динамики адаптации, а также изучение влияния флуктуаций подстраиваемых параметров T и W на работу системы.

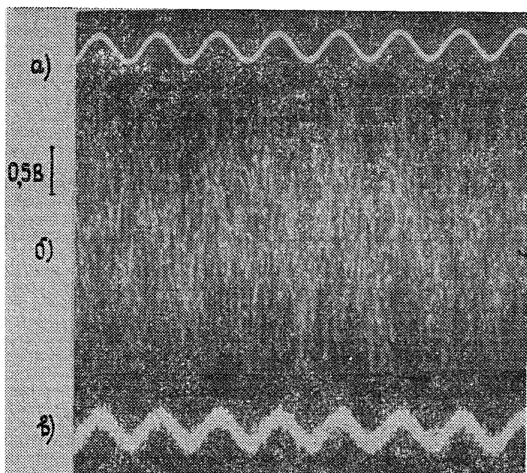


Рис 9. Осциллограммы сигналов для схемы подавления запаздывающей помехи:

а) полезный сигнал, б) напряжение на основном канале (сигнал + шум), в) сигнал на выходе схемы компенсации.

Авторы выражают свою глубокую признательность проф. Дж. Форду (J. Ford) и проф. Дж. Стивенсону (J. Stevenson) из Технологического института штата Джорджия, США, за их помощь и постоянное внимание к данной работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Цыпкин Я. З. Адаптация и обучение в автоматических системах. — М.: Наука, 1968.
2. Уидроу Б и др — ТИИЭР, 1975, 63, № 12, с. 69.
3. Уидроу Б. и др. — ТИИЭР, 1976, 64, № 8, с. 37.
4. Мальцев А. А., Саичев А. И. — Радиотехника и электроника, 1978, 23, № 12, с. 326.
5. Sondhi M. M. — The Bell System Technical J., 1967, 46, № 3, p. 497.
6. Patronis E. T. — J. Audio Eng. Soc., 1975, 23, № 8, p. 630.
7. Мальцев А. А., Патронис Е. Т. — Изв. вузов — Радиопизика, 1981, 24, № 3, с. 2543.

Горьковский государственный университет

Поступила в редакцию
11 июля 1980 г.

ANALOG-DIGITAL ADAPTIVE TIME DELAY LINE

A. A. Mal'tsev, E. T. Patronis

Construction principles and performance characteristics of a special type adaptive system — an adaptive delay line, whose time delay and gain are controlled by the adaptive algorithm based on the gradient method of the steepest descent are described. The analytical expressions developed are verified by the experiments with the analog-digital adaptive time delay line.