

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра сетей и устройств телекоммуникаций

***АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
МАСКИРОВАННЫХ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ***

Методические указания
к лабораторной работе по дисциплинам
«Цифровая обработка речи и изображений»
и «Защита речевых сообщений и объектов связи
от несанкционированного перехвата»
для студентов специальности «Сети телекоммуникаций»
дневной и заочной форм обучения

Минск 2004

УДК 621.391.23 (075.8)
ББК 32.811.3 я 73
А28

Составители:

А.А. Борискевич, Е.Д. Кривошеев, В.И. Фалалеев

Адаптивная фильтрация маскированных речевых сигналов: Метод. указ. к лаб. работе по дисц. «Цифровая обработка речи и изображений» и «Защита речевых сообщений и объектов связи от несанкционированного перехвата» для студ. спец. «Сети телекоммуникаций» дневной и заочной форм обуч. /сост. А.А. Борискевич, Е.Д. Кривошеев, В.И. Фалалеев. – Мн.: БГУИР, 2004. – 23 с.: ил.

В данных методических указаниях рассмотрены основные свойства различных видов помех для маскирования речевых сигналов и алгоритмы адаптивной фильтрации во временной области на основе КИХ-фильтров и минимизации среднего квадрата сигнала ошибки и суммы квадратов сигнала ошибки. Сведения, представленные в настоящих методических указаниях, могут быть использованы для решения задач обработки и защиты речевых сигналов.

УДК 621.391.23 (075.8)
ББК 32.811.3 я 73

© Борискевич А.А., Кривошеев Е.Д.,
Фалалеев В.И., составление, 2004
© БГУИР, 2004

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение методов защиты речевых сигналов в каналах связи и помещениях на основе использования маскирующей помехи и алгоритмов адаптивной компенсации защитной помехи.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

1.1. Введение

Способов защиты речевой информации и технических средств, реализующих эти способы, существует достаточно много, и они постоянно совершенствуются.

Эффективным направлением противодействия несанкционированному получению речевой информации является препятствование звукозаписи телефонных переговоров или ее ретрансляции из помещения путем создания шумового маскирующего сигнала, обеспечивающего скрытие информативного сигнала, при этом соотношение «величина шумового сигнала/величина информативного сигнала» должно обеспечивать надежное сокрытие речевого сигнала или снижение его разборчивости до достаточных пределов.

Под акустической защитой речевого сигнала понимается надежная маскировка речи акустическим маскирующим сигналом (помехой), действующим в полосе частот речи и имеющим “гладкую” спектральную характеристику. Считается, что надежная маскировка достигается в том случае, когда полученная аддитивная акустическая смесь речи и помехи – иначе зашумленная речь в любой точке контролируемого объема или канала связи имеет словесную разборчивость не более 20% (на практике это соответствует восприятию отдельных восклицаний и отдельных «знакомых» слов). При этом участникам переговоров должны создаваться максимально возможные в данных обстоятельствах комфортные акустические условия. Следует отметить, что понятие “комфортность” применительно к восприятию речевой информации пока не имеет однозначного толкования и не разработана шкала оценок комфортности.

Можно считать, что минимальная степень защиты речевой информации осуществлена, когда при многократном прослушивании фонограммы невозможно восстановить смысл сообщения, – это называется нулевой смысловой разборчивостью. Как правило, это происходит, когда уровень помехи приблизительно в три раза превышает уровень сигнала во всем частотном диапазоне или, другими словами, соотношение «энергия сигнал/энергия помеха» $SNR = 10 \log_{10}(E_S/E_N)$ составляет минус 10 дБ. Максимальная степень защиты, очевидно, соответствует такой ситуации, когда невозможно установить сам факт проведения беседы или наличие речи в сигнале. Достигнуть этого можно тогда, когда в каждой 1/3-октавной полосе (третьоктавные полосы – частотные диапазоны, где каждая октава разделена на третьоктавы с верхним пределом частот в $2^{1/3}$ (1,26) раз выше нижнего предела) речевого сигнала

соотношение сигнал/помеха составляет минус 20 дБ (помеха в 10 раз превышает сигнал).

Методы создания маскирующих акустических помех могут гарантировать полную защиту от несанкционированного прослушивания речевых сигналов только тогда, когда характеристики этих помех не могут быть предсказаны и отфильтрованы средствами адаптивной фильтрации.

1.2. Маскирование речевого сигнала

1.2.1. Физические характеристики речевого сигнала

Человеческая речь представляет собой шумоподобный акустический сигнал, несущий амплитудную и частотную модуляции. Основная энергия акустических колебаний речевого сигнала заключена в диапазоне 70 Гц - 7 кГц, причем более 95% смысловой информации размещается в более узком диапазоне – 200 Гц - 5 кГц. Акустические колебания выше и ниже этих частот несут информацию об эмоциях и личности говорящего, способствуют узнаваемости и несколько повышают разборчивость речи в условиях повышенных шумов. Уровень интенсивности L любого звука в децибелах вычисляется через интенсивность измеряемого звука I , равную энергии, переносимой волной в единицу времени через поперечное сечение площадью 1 м^2 , относительно к пороговой интенсивности I_0 , равной 10^{-12} Вт/м², по формуле

$$L = 10 \lg(I/I_0). \quad (1)$$

Таким образом, если звуковая интенсивность I в 10 раз больше интенсивности I_0 , то I будет на 10 дБ больше I_0 . Заметим, что величина 10 дБ представляет собой отношение интенсивностей, а не абсолютную интенсивность. Чтобы определить абсолютную интенсивность звука в децибелах, необходимо оговорить, что интенсивность звука I представляет собой L децибел выше или ниже данной пороговой интенсивности I_0 . Если имеются два звука с уровнями интенсивности $L_1 = 10 \lg(I_1/I_0)$ и $L_2 = 10 \lg(I_2/I_0)$, то разность этих уровней:

$$\Delta L = L_1 - L_2 = 10 \lg(I_1/I_2). \quad (2)$$

Из (2) видно, что различие между уровнями двух звуков может быть найдено непосредственно из отношения их интенсивностей. Полезными оценками изменения значений физических параметров звука, выраженных в децибелах, являются следующие: 1дБ – минимальное различие в громкости звуковых сигналов, воспринимаемое большинством слушателей; 3дБ – увеличение мощности сигнала в два раза; 10дБ – увеличение мощности сигнала в 10 раз.

Интервал воспринимаемых человеком интенсивностей звука:

$$E = \lg(I_{\max}/I_0) = \lg(10/10^{-12}) = 13, \quad (3)$$

где $I_{\max} = 10 \text{ Вт/м}^2$ – максимальное значение интенсивности при болевом ощущении. Одна тринадцатая часть уровней шкалы интенсивности носит название бела.

Оценка качества речи является важной и трудной задачей. Отношение сигнал/шум (*ОСШ*), являющееся одной из наиболее распространенных объективных мер для оценки качества фильтрации зашумленной речи, задается выражением

$$ОСШ = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{M-1} s^2(n)}{\sum_{n=0}^{M-1} (s(n) - \hat{s}(n))^2} \right\}, \quad (4)$$

где $s(n)$ и $\hat{s}(n)$ – выборочные значения исходного и восстановленного (демаскированного) речевых сигналов соответственно; M – общее число выборок в пределах речевого сигнала. Данное *ОСШ* является интегральной мерой качества восстановления речи. Более точной мерой, учитывающей присутствие в речевом сигнале низкоамплитудных компонент, является сегментное *ОСШ* (*СЕГОСШ*), основанное на вычислении кратковременного *ОСШ* для каждого N -точечного сегмента речи:

$$СЕГОСШ = (10/L) \sum_{i=0}^{L-1} \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N-1} s^2(iN+n)}{\sum_{n=0}^{N-1} (s(iN+n) - \hat{s}(iN+n))^2} \right\}, \quad (5)$$

где L и N – число сегментов и отсчетов в сегменте речевого сигнала соответственно; i – номер сегмента речевого сигнала; $M = LN$ – число отсчетов речевого сигнала, состоящего из L сегментов с N отсчетами.

Так как операция усреднения в (5) осуществляется после логарифмирования, то *СЕГОСШ* более точно оценивает качество фильтрации нестационарного речевого сигнала.

1.2.2. Маскирующие помехи

В системах акустической и виброакустической маскировки используются шумовые, речеподобные и комбинированные помехи. Для обеспечения надежного сокрытия речевого сигнала или снижения его разборчивости до требуемых пределов используются следующие виды маскирующих помех: белый шум, розовый шум ($1/f$ – шум), коричневый шум ($1/f^2$ – шум), окрашенный шум, шумовая речеподобная помеха и комбинированная речеподобная помеха.

Белый шум – это шум с постоянной спектральной плотностью в речевом диапазоне частот, который имеет одинаковое распределение мощности для всех частот. Белым шумом является такой шумовой сигнал, у которого на единицу частоты всюду приходится равная энергия. Поэтому в полосе частот от 100 Гц до 101 Гц сосредоточено энергии столько же, сколько в полосе от 1000 до 1001 Гц.

Так как на каждый герц энергии приходится поровну, то в полосе частот 1000 – 5000 Гц её будет в 10 раз больше, чем в полосе 100 – 500 Гц. Таким образом, белый шум звучит для человека менее приятно на высоких частотах.

Математической моделью белого шума служит случайный процесс $x(t)$ ($\langle x(t) \rangle = 0$) с корреляционной функцией

$$R(t, \tau) = \langle x(t + \tau)x(t) \rangle = \sigma^2(t)\delta(\tau), \quad (6)$$

где $\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau = 0, \\ 0 & \text{при } |\tau| > 0 \end{cases}$ - дельта-функция; $\langle \dots \rangle$ – статистическое усреднение;

$\sigma^2(t)$ – интенсивность белого шума, являющаяся постоянной для стационарного случая и равной единице для стандартного белого шума. В случае стационарного в широком смысле процесса, когда соблюдаются постоянство во времени его моментов (среднего и дисперсии) и инвариантность к временному сдвигу корреляционной функции, корреляционной функции (6) соответствуют равномерный энергетический спектр

$$S(\omega) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau = \sigma^2 / 2\pi, \quad (7)$$

равное нулю время корреляции τ_k , так как значения шума в сколь угодно близкие моменты времени остаются некоррелированными, и бесконечная ширина спектра $\Delta\omega$, согласно соотношению неопределенности $\tau_k \Delta\omega > 1$.

Интервал времени $\tau = \tau_k$, за пределами которого корреляционная функция $R(\tau)$ не превосходит некоторую малую $(0,05-0,1)\sigma^2$ величину, называют интервалом корреляции процесса τ_k . Интервал корреляции определяется формулой

$$\tau_k = (R(0)^{-1}) \int_0^{\infty} |R(\tau)| d\tau. \quad (8)$$

В несовпадающие моменты времени значения белого шума некоррелированы, так как шумовой сигнал за любой интервал τ может измениться на произвольную величину. В общем случае, если известна информация о характере поведения какой-либо реализации случайного процесса «в прошлом», то возможен вероятностный прогноз случайного процесса на время порядка τ_k .

Розовый шум имеет одинаковое распределение энергии для каждой октавы (октавные полосы – частотные диапазоны, в которых верхний предел каждой полосы вдвое больше нижнего предела) вместо одинаковой энергии для каждой частоты подобно белому шуму. Он представляет собой психоакустический эквивалент белого шума. У розового шума на каждую

октаву приходится энергии поровну: от 40 до 80 Гц – столько же, сколько от 400 до 800 Гц и от 10 до 20 кГц. У розового шума энергия, приходящаяся на единицу частоты, уменьшается кратно частоте. Однако на каждую октаву энергии приходится одинаково. Розовый шум имеет спектральную плотность, уменьшающуюся на 3дБ с каждой последующей октавой (спектральная плотность обратно пропорциональна частоте). Он может быть создан путем прохождения белого шума через фильтр, имеющий скорость спада 3 дБ/октаву.

Согласно психоакустической модели слуховой системы, наилучшей маскирующей помехой является комбинация белого шума и розового шума. На рис. 1 представлены кривые порога слышимости синусоидальных сигналов, полученные при маскировке белым шумом с различной спектральной плотностью. Величины уровней спектральной плотности маскирующего шума проставлены над соответствующими кривыми.

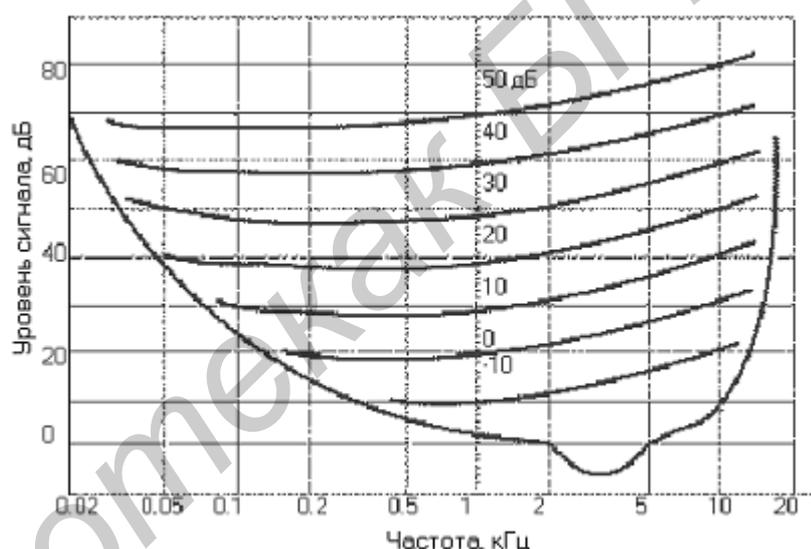


Рис.1. Кривые порогов слышимости при маскировке белым шумом

Из рис.1 видно, что белый шум неодинаково эффективен для маскировки разных частот: на низких частотах кривые отходят от кривой порога слышимости в тишине и идут горизонтально приблизительно до частоты 500 Гц, после чего величина порога слышимости начинает возрастать. Крутизна возрастания у всех кривых одна и та же: при двукратном увеличении частоты уровень порога слышимости повышается на 3 дБ. Причина этого заключается в наличии критических полос слуха, отражающих способность слуховой системы к частотному анализу, согласно которой только определенная "критическая" ширина полосы белого шума участвует в маскировке тона с центральной частотой этой полосы. Следовательно, как только полоса шума достигает определенной критической ширины, дальнейшее ее расширение не приводит к увеличению степени маскировки тона. При удвоении частоты тонального сигнала степень его маскировки повышается на 3дБ, что примерно

соответствует закону пропорционального расширения ширины критических полос Δf с увеличением центральной частоты f :

$$\Delta f(f) = \begin{cases} 100 \text{ Гц}, & f < 500 \text{ Гц}, \\ 0,2 f \text{ Гц}, & f \geq 500 \text{ Гц}. \end{cases} \quad (9)$$

Поскольку при этом расширяется полоса белого шума, участвующего в маскировке, т.е. возрастает его общая интенсивность, то и степень маскировки соответственно увеличивается.

В связи с этим равномерное маскирование всех частот слышимого диапазона будет обеспечиваться комбинированным шумом с равномерной спектральной плотностью до частоты 500 Гц, совпадающей с белым шумом, и со спектральной плотностью, убывающей пропорционально частоте, как у розового шума. Кривые порогов слышимости при маскировке равномерно маскирующим шумом показаны на рис.2.

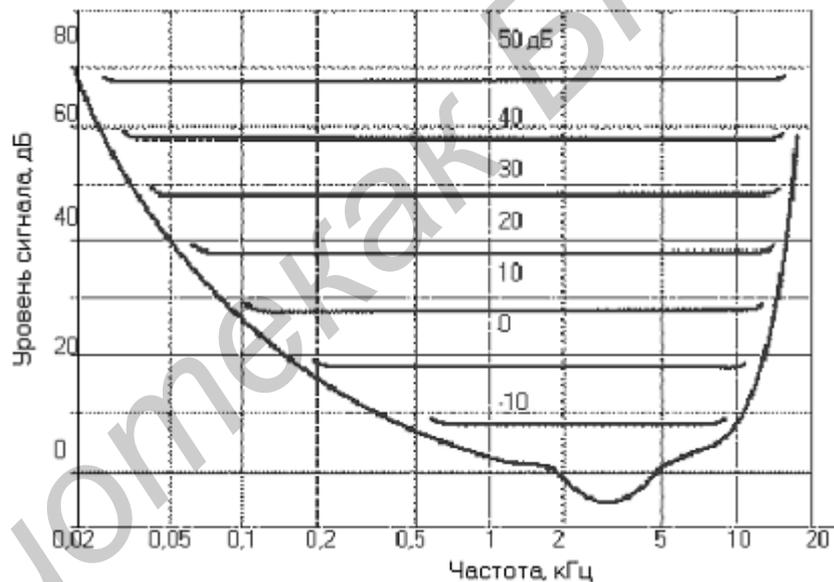


Рис.2. Кривые порогов слышимости при маскировке равномерно маскирующим шумом

Известно, что белый или розовый шум, применяемый в качестве маскирующего сигнала в устройствах защиты речевой информации, по своей структуре имеет значительные отличия от речевого сигнала. На знании и использовании этих отличий основаны алгоритмы шумоочистки речевых сигналов, используемые специалистами технической разведки. Чтобы нейтрализовать угрозу выделения речевого сигнала на фоне маскирующих шумов, приходится постоянно повышать требования по превышению уровня помех над сигналом. Поэтому целесообразно применять для маскировки речи такие источники помех, которые формируют сигналы, похожие по своей структуре на маскируемую речь, для достижения такой маскирующей

способности помех, которая бы снизила вероятность очистки маскируемого речевого сигнала. Переход от маскировки полезного сигнала за счёт высокой энергетики помех к его маскировке за счёт оптимального структурирования помехового сигнала обеспечивает высокую эффективность защиты помещений и телефонных линий.

Одним из направлений повышения эффективности защиты речевой информации является использование в качестве помехи, применяемой для зашумления каналов утечки речевой информации, следующих речеподобных сигналов (речевых сигналов низкой разборчивости): окрашенный шум, шумовая речеподобная помеха и комбинированная речеподобная помеха.

Окрашенный шум – это шум с огибающей амплитудного спектра, подобной речевому сигналу, формирующийся из белого шума в соответствии с огибающей амплитудного спектра скрываемого речевого сигнала. Для формирования окрашенного шума в пятиоктавных полосах диапазона 100–6000 Гц производится оценка параметров речевого сигнала и осуществляется корректировка уровня шума в тех же полосах с помощью встроенных эквалайзеров. Таким образом, обеспечивается энергетическая оптимальность помехи, при которой заданное нормированное соотношение сигнал/помеха выдерживается в пределах всего диапазона частот защищаемого речевого сигнала.

Речеподобные помехи формируются путем микширования в различных сочетаниях отрезков речевых сигналов и музыкальных фрагментов, а также шумовых помех, или из фрагментов скрываемого речевого сигнала при многократном наложении с различными уровнями. Шумовая речеподобная помеха – это помеха, формирующаяся как из скрываемого сигнала, так и из некоррелированных со скрываемым сигналом речевых фрагментов.

Комбинированная речеподобная помеха, используемая в системе акустической маскировки, формируется путем многократного наложения смещенных на различное время задержек разноуровневых сигналов, получаемых путем умножения и деления частотных составляющих скрываемого речевого сигнала

Наиболее эффективными являются помехи типа розовый шум, комбинация белого и розового шумов и речеподобная помеха. Помеха типа белого шума по сравнению с помехами типов розовый шум и шумовая речеподобная обладает несколько худшими маскирующими свойствами, проигрывая по энергетике. Значительно более низкими маскирующими свойствами обладает шумовая помеха со спадом спектральной плотности 6 дБ на октаву в сторону высоких частот (коричневый шум). По сравнению с помехами типов розовый шум и речеподобная она проигрывает по энергетике, а при равной мощности приводит к повышению разборчивости речи.

1.3. Адаптивная фильтрация речевого сигнала

1.3.1. Общие сведения об адаптивной фильтрации маскирующих помех

Адаптивная фильтрация является одним из основных методов подавления помех в речевом сигнале. На использование данного метода наложены два ограничения. Во-первых, требуется обеспечение статистической независимости полезного сигнала и маскирующей помехи и, во-вторых, наличие основного канала, по которому должен передаваться чистый шум, коррелированный с шумом входного сигнала.

До поступления в приемник информации (ухо человека) аддитивная смесь (речевой сигнал плюс маскирующая помеха) проходит по тракту передачи, имеющему частотно-зависимую передаточную характеристику. Следовательно, аддитивная смесь претерпевает дополнительные искажения, обусловленные импульсной характеристикой тракта. Эта модель соответствует записи сигнала в помещении или передаче сигналов по радио и телефонным трактам.

Задача подавления или снижения уровня маскирующей помехи осложняется изменчивостью характеристик трактов передачи. Таким образом, для эффективного подавления помехи с целью демаскирования речевого сигнала необходимо, чтобы устройство, выполняющее эту функцию, постоянно отслеживало изменения характеристик помехи во времени и постоянно корректировало свою импульсную характеристику в соответствии с этими изменениями. Такими возможностями обладают устройства, использующие адаптивную фильтрацию с целью выделения помехи, точнее, ее оценки, с последующей ее компенсацией в смеси полезного сигнала и помехи.

Общие требования к устройству адаптивной фильтрации, предназначенному для эффективного снижения уровня различного класса помех, заключаются в следующем: оно должно иметь регулируемые полосу рабочих частот, количество весовых коэффициентов и скорость адаптации, ограниченную сверху для снижения влияния адаптивной фильтрации на качество речевого сигнала.

Наиболее распространенными устройствами являются двухканальные адаптивные фильтры. На их вход поступают два сигнала: сигнал основного входа и сигнал опорного входа. Адаптивный фильтр стремится настроиться таким образом, чтобы минимизировать сигнал на выходе, называемый выходом ошибки. Сигнал ошибки вычисляется как разность сигналов на опорном входе и сигнала предсказания. Сигнал предсказания вычисляется из основного сигнала путем его взвешивания коэффициентами цифрового фильтра, которые называются весовыми коэффициентами, или коэффициентами предсказания.

В одноканальном режиме и основным, и опорным сигналами двухканального адаптивного фильтра является входной сигнал, сдвинутый по времени на некоторую величину задержки. Принцип работы такого фильтра

основан на предположении, что речевой сигнал представляется нестационарным случайным процессом и предсказан быть не может, а все, что можно предсказать, - это помеха.

В двухканальном режиме адаптивный фильтр настраивается на характеристики сигнала в основном канале и устраняет сигнал с такими же параметрами из сигнала в опорном канале. Если подать в оба входных канала адаптивного фильтра одинаковый сигнал, то он будет полностью подавлен. Для получения максимального эффекта при работе в двухканальном режиме требуется подавать на основной вход сигнал, наиболее близкий к сигналу помехи в опорном канале.

1.3.2. Алгоритмы адаптивной фильтрации

1.3.2.1. Адаптивный фильтр

Сигналы адаптивного фильтра (АФ) показаны на рис.3. Индекс k указывает на зависимость величины сигнала от номера итерации. АФ преобразует входной сигнал подобно обычному цифровому фильтру, за исключением того, что правило преобразования входного сигнала в АФ изменятся по некоторому алгоритму, учитывающему второй входной сигнал, называемый опорным.

Этот алгоритм, называемый алгоритмом адаптации, направлен на то, чтобы преобразованный входной сигнал как можно ближе напоминал опорный, а сигнал ошибки, представляющий собой разность основного и опорного сигналов, был минимальным.



Рис. 3. Входные и выходные сигналы адаптивного фильтра

Структурная схема АФ показана на рис.4. Преобразование входного сигнала x_k происходит путем свертки его отсчетов с весовыми коэффициентами программируемого фильтра, в результате которой формируется выходной сигнал фильтра y_k .

Полученный сигнал фильтра y_k вычитается из опорного сигнала d_k , в результате чего формируется сигнал ошибки ϵ_k . Сигнал ошибки в свою очередь используется в алгоритме адаптации для формирования импульсной характеристики (ИХ) программируемого фильтра для следующей итерации.

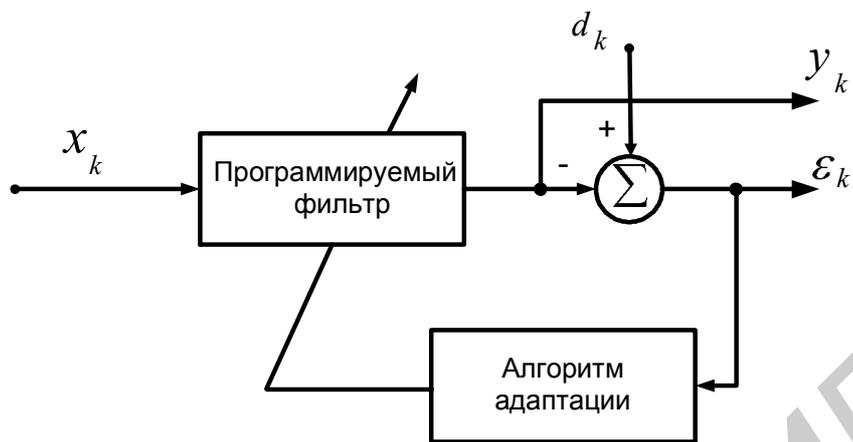


Рис. 4. Структурная схема АФ

Адаптивная фильтрация находит применение при решении задачи идентификации неизвестной системы. На вход неизвестной системы подается некоторый тестовый сигнал, который является также входным сигналом адаптивного фильтра. Искаженный неизвестной системой сигнал подается на опорный вход АФ. Сигнал ошибки достигает минимума тогда, когда ИХ программируемого фильтра повторяет ИХ неизвестной системы. Таким образом, неизвестная система может быть оценена по виду полученной ИХ фильтра.

Наибольшее распространение на практике получили АФ, построенные на основе нерекурсивного цифрового фильтра (КИХ-фильтра, или фильтра с конечной ИХ) – рис.5. Входной сигнал, действующий на основном входе АФ, поступает на линию задержки. Линия задержки формирует вектор-столбец отсчетов входного сигнала $\vec{x}_k^T = [x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L}]$, который умножается на вектор-строку весовых коэффициентов адаптивного фильтра $\vec{h}_k^T = [h_{0k}, h_{1k}, \dots, h_{Lk}]$, в результате чего формируется выходной сигнал программируемого фильтра в k -й момент времени:

$$y_k = \vec{h}_k^T \vec{x}_k = \sum_{l=0}^L h(l,k)x(k-l), \quad (10)$$

где $k = 0, 1, \dots$ – номер итерации или значение дискретного момента времени; l – номер весового коэффициента фильтра; $l = \overline{0, L}$, $L+1$ – количество весовых коэффициентов фильтра.

Умножение векторов в соотношении (10) эквивалентно свертке последовательности весовых коэффициентов фильтра и последовательности отсчетов входного сигнала.

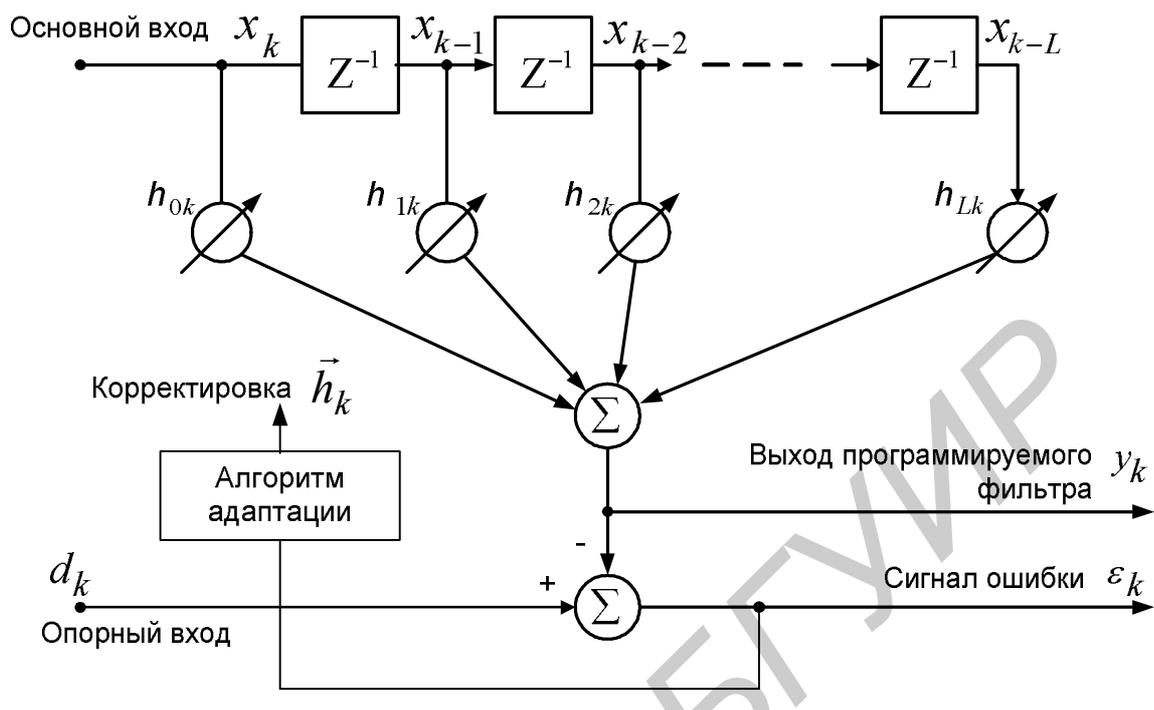


Рис. 5. АФ на основе нерекурсивного цифрового фильтра

1.3.2.2. Адаптивное подавление помех

Адаптивные фильтры находят применение при решении задачи удаления из полезного речевого сигнала специальной, ранее введенной маскирующей помехи. Обобщенная структурная схема одностороннего маскиратора речевого сигнала, основанная на использовании адаптивного фильтра, показана на рис.6

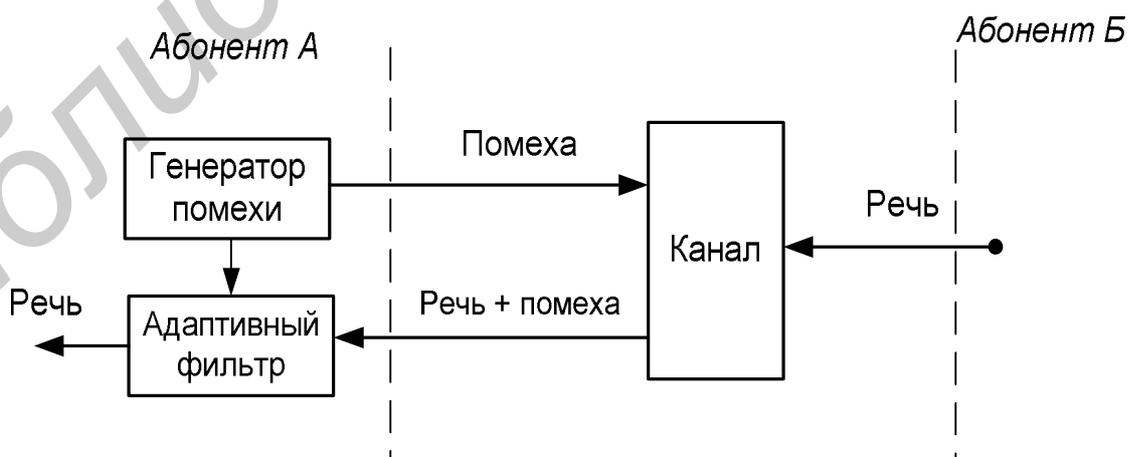


Рис. 6. Структурная схема одностороннего маскиратора речевого сигнала в телефонном канале

Абоненты А и Б ведут телефонный разговор. В некоторый момент, когда сообщения, передаваемые абонентом Б, требуют защиты, абонент А подключает к линии генератор помехи. Помеха складывается с речевым сигналом и делает его неразборчивым. Поскольку абонент А является владельцем генератора помехи, то он может выделить ее из смеси и получить речевой сигнал. Так как характеристики маскирующего шума известны только одному конкретному абоненту А, то замаскированная речь не может быть размаскирована другим маскиратором, одновременно подключенным к линии связи. Однако простое вычитание помехи невозможно из-за наличия искажений, которым подвергается сигнал помехи в телефонном канале. Эти искажения можно компенсировать фильтром, но так как они зависят от конкретного соединения и условий в канале связи, возникающих во время ведения переговоров, то параметры компенсирующего фильтра должны устанавливаться в соответствии с конкретными сложившимися условиями. Данным требованиям отвечает адаптивный фильтр, структурная схема которого показана на рис. 7.

Программируемый фильтр перестраивается таким образом, чтобы сигнал ошибки был минимален. Это достигается в том случае, когда помеха будет искажаться в программируемом фильтре точно так же, как она искажается в канале. Сигнал ошибки ε_k в этом случае представляет собой очищенный речевой сигнал.

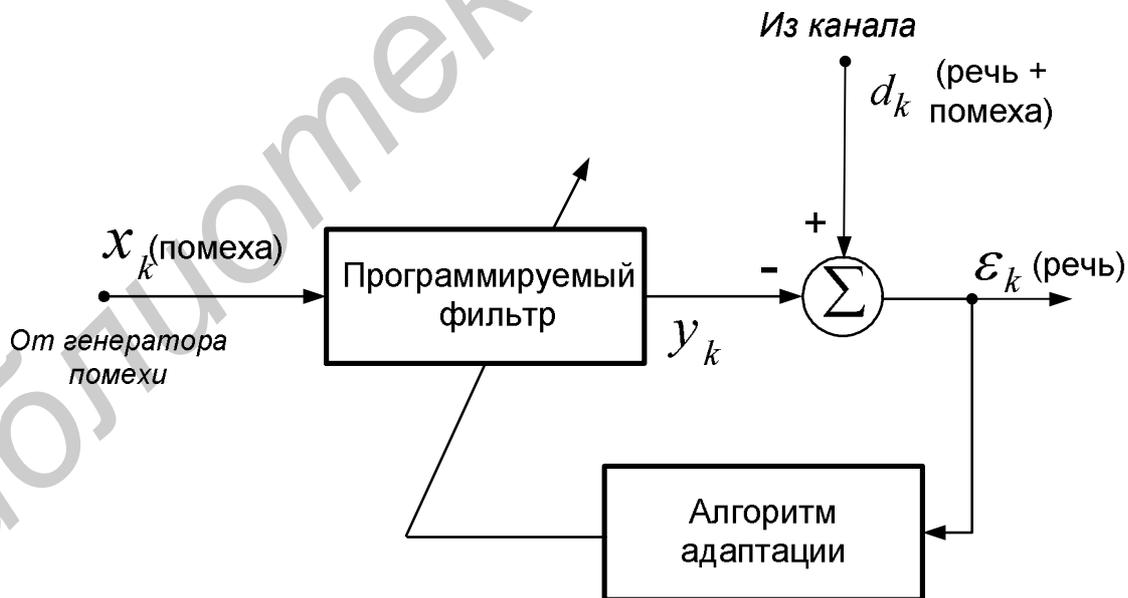


Рис. 7. Структурная схема АФ

Данный подход эффективен и для случая, когда канал представляет собой акустическую среду. Помеха заполняет пространство, в котором ведутся конфиденциальные переговоры, создавая условия, при которых для восприятия речи необходимо использование телефонных гарнитуров, подключенных к

аппаратуре, реализующей адаптивную фильтрацию. Такие гарнитуры имеются у участников переговоров.

1.3.2.3. Алгоритм адаптации на основе метода наименьших квадратов

Алгоритм адаптации на основе метода наименьших квадратов (МНК) для обеспечения подавления помех с малой вероятностью искажения сигнала или увеличения уровня помехи на выходе фильтра представляет собой адаптивный алгоритм, при котором осуществляется движение к минимуму среднего квадрата сигнала ошибки:

$$\zeta_k = \min E[\varepsilon_k^2] = E[s_k] + \min E[(\tilde{n}_k - \hat{n}_k)^2], \quad (11)$$

где $E []$ – оператор математического ожидания; $\varepsilon_k = d_k - y_k = s_k + \tilde{n}_k - \hat{n}_k$ – сигнал ошибки; $d_k = s_k + \tilde{n}_k$ – маскированный сигнал в виде суммы полезного сигнала s_k и сигнала помехи \tilde{n}_k в k -й момент времени; $y_k = \hat{n}_k$ – оценка маскирующей помехи $x_k = n_k$, некоррелированной с маскируемым сигналом s_k и коррелированной с маскирующей помехой \tilde{n}_k , модифицированной трактом передачи.

Выражение (11) задает рабочую функцию для МНК, которая зависит от весовых коэффициентов фильтра. Выходной сигнал адаптивного фильтра \hat{n}_k и сигнал ошибки ε_k являются наилучшей оценкой сигнала помехи \tilde{n}_k и полезного сигнала s_k соответственно по критерию среднеквадратичной ошибки.

Для минимизации рабочей функции на каждой итерации вычисляется градиент этой функции, указывающий направление к ее глобальному минимуму, и делается шаг в этом направлении, задавая весовым коэффициентам фильтра новые значения. Величина шага определяется коэффициентом адаптации μ .

Алгоритм адаптации на основе минимизации среднего квадрата сигнала ошибки может быть представлен следующими выражениями:

$$\hat{n}_k = \vec{h}_k^T \vec{n}_k = \sum_{l=0}^L h(l,k)n(k-l), \quad (12)$$

$$\varepsilon_k = s_k + \tilde{n}_k - \hat{n}_k = s_k + \tilde{n}_k - \vec{h}_k^T \vec{n}_k, \quad (13)$$

$$\vec{h}_{k+1} = \vec{h}_k + 2\mu\varepsilon_k \vec{n}_k, \quad (14)$$

$$h(k+1,l) = h(k,l) + 2\mu\varepsilon_k n(k-l), \quad (15)$$

где \hat{n}_k – значение оценки маскирующей помехи на выходе фильтра в k -й момент времени; $\vec{n}_k = [n_k, n_{k-1}, \dots, n_{k-L}]$ – вектор-столбец отсчетов маскирующей помехи на входе фильтра; $h(k+1, l)$ – обновленный в $(k+1)$ -й момент времени l -й весовой коэффициент фильтра; μ – коэффициент адаптации, определяющий скорость сходимости и устойчивость процесса адаптации. Следует отметить, что начальное значение вектора весовых коэффициентов фильтра выбирается близким к предполагаемой импульсной характеристике канала связи, в котором передается маскированный речевой сигнал.

Для всех алгоритмов адаптации одной из основных характеристик МНК является сходимость вектора весовых коэффициентов к оптимальному вектору, при котором ошибка \mathcal{E}_k достигает глобального минимума.

Такая сходимость достигается при соблюдении условия

$$1 / \lambda_{\max} > \mu > 0, \quad (16)$$

где λ_{\max} – максимальное собственное значение корреляционной матрицы опорного сигнала адаптивного фильтра $R = E[\vec{n}_k \vec{n}_k^T]$. Чем меньше значение коэффициента адаптации, тем медленнее сходится алгоритм и тем меньше уровень шума адаптации, вносимый алгоритмом в выходной сигнал.

Неравенство (16) дает границы параметра μ , в которых среднее значение вектора весовых коэффициентов сходится к оптимальному вектору. Из (16) видно, что нижней границей возможных значений коэффициента адаптации является нулевое значение, поскольку его знак определяет знак обратной связи алгоритма. Верхняя граница значений коэффициента адаптации определяется динамической устойчивостью алгоритма, поскольку при слишком больших значениях этого коэффициента может возникнуть эффект проскакивания оптимального значения.

Следует отметить, что значение λ_{\max} не может превышать значение следа квадратной $(L+1) \cdot (L+1)$ матрицы R

$$\lambda_{\max} \leq \text{tr}R, \quad (17)$$

где $\text{tr}R = \sum_{l=0}^L n_{ll}$ – след корреляционной матрицы R , определяемый суммой ее диагональных элементов. В этом случае соотношение для параметра μ можно записать в виде

$$\mu = \alpha(1/\text{tr}R), \quad (18)$$

где $0 < \alpha < 1$. Соотношение (18) определяет более строгую границу параметра μ , чем в (16), но проще использовать, так как легче найти элементы матрицы R , чем ее собственные значения. Таким образом, если μ задается в соответствии с (18), а не в виде константы, то достигается более быстрая сходимость вектора весовых коэффициентов к оптимальным значениям.

Критерий минимума средних квадратов не является единственным возможным критерием. Другим, не менее распространенным критерием является минимум усредненного значения абсолютных величин. Однако отсутствие непрерывности первой производной функции абсолютного значения величины существенно затрудняет анализ его оптимальности.

При обновлении коэффициентов по критерию минимума средней величины абсолютного значения ошибки используется формула

$$\vec{h}_{k+1} = \vec{h}_k + 2\mu \operatorname{sign}(\varepsilon_k) \vec{n}_k, \quad (19)$$

где $\operatorname{sign}(\varepsilon_k) = \begin{cases} 1, & \varepsilon_k > 0, \\ 0, & \varepsilon_k = 0 \\ -1, & \varepsilon_k < 0. \end{cases}$ — знаковая функция,

Из сравнения формул (14) и (19) следует, что единственное отличие заключается в том, что в (19) вместо значения ошибки используется ее знак. Такая замена приводит к тому, что скорость адаптации становится независимой от величины ошибки, что позволяет установить ее близкой к максимально возможной во всем диапазоне адаптации. С другой стороны, высокая скорость адаптации не позволяет достичь высокой степени подавления помехи на стационарных участках.

В некоторых случаях требуется устранить зависимость между скоростью адаптации и величиной маскирующей помехи. Такое требование возникает при обработке сигналов, имеющих большой динамический диапазон. Для устранения зависимости скорости адаптации от величины входного сигнала с учетом (19) коэффициенты фильтра пересчитываются по формуле

$$\vec{h}_{k+1} = \vec{h}_k + 2\mu \operatorname{sgn}(\varepsilon_k) \operatorname{sign}(\vec{n}_k). \quad (20)$$

Эффективность МНК ухудшается в некоторых случаях, когда амплитуда входного сигнала относительно велика. Это происходит по причине зависимости формулы пересчета весовых коэффициентов (14) фильтра от величины входного сигнала. Устранить эту зависимость позволяет переход от (14) к формуле (21)

$$\vec{h}_{k+1} = \vec{h}_k + 2\mu \varepsilon_k \frac{\vec{n}_k}{\|\vec{n}_k\|^2}, \quad (21)$$

где $\|\vec{n}_k\|^2 = \sqrt{\sum_{l=0}^L |n_{k-l}|^2}$ — норма вектора \vec{n}_k .

1.3.2.4. Алгоритм адаптации на основе рекурсивного алгоритма наименьших квадратов

Если при МНК минимизируется средний квадрат сигнала ошибки, то при рекурсивном алгоритме наименьших квадратов (РНК) минимизируется сумма квадратов сигнала ошибки, т.е. весовые коэффициенты фильтра обновляются таким образом, чтобы минимизировать сумму квадратов значений отсчетов сигнала ошибки в k -й момент времени:

$$\xi_k = \sum_{i=0}^k \varepsilon_i^2. \quad (22)$$

Выражение (22) задает значение рабочей функции РНК для k -й итерации.

Коэффициенты фильтра в k -й момент времени находятся по формуле

$$\vec{h}_k = \vec{h}_{k-1} + \vec{k}_k \varepsilon_k, \quad (23)$$

где $\vec{k}_k = P_k \vec{n}_k$ – вектор усиления; P_k – квадратная матрица, рекурсивно вычисляемая согласно равенству

$$P_k = P_{k-1} \vec{n}_k (1 + \vec{n}_k^T P_{k-1} \vec{n}_k)^{-1} \vec{n}_k^T P_{k-1}. \quad (24)$$

Выражения (22) и (24) представляют собой классический рекурсивный алгоритм наименьших квадратов. Рекурсивное вычисление матрицы P_k , которая является автокорреляционной матрицей маскирующей помехи, определило название этого адаптивного алгоритма.

Начальное значение P_0 выбирается согласно выражению

$$P_0 = \sigma_1 I = \frac{100}{D(n_k)} I, \quad (25)$$

где $D(n_k)$ – оценка дисперсии маскирующей помехи; I – единичная матрица размерностью $N \cdot N$; N – порядок программируемого фильтра.

Рекурсивный алгоритм наименьших квадратов с экспоненциальным взвешиванием получается путем введения в классический РНК «множителя забывания», чтобы последние данные обладали большей значимостью, чем старые данные. Это реализуется путем замены рабочей функции в виде суммы квадратов (22) на экспоненциально взвешенную сумму квадратов:

$$\zeta_k = \sum_{i=0}^k \lambda^i \varepsilon_{k-i}^2, \quad (26)$$

где λ – коэффициент «забывания», значение которого располагается между 0 и 1, что обеспечивает такое взвешивание отсчетов сигнала ошибки, при котором самые новые его отсчеты имеют более высокий вес, чем прошлые. Это позволяет адаптировать коэффициенты фильтра во времени при изменении статистических характеристик входных данных.

Вектор весовых коэффициентов пересчитывается следующим образом:

$$\vec{h}_k = \vec{h}_{k-1} + \varepsilon_k \vec{k}_k, \quad (27)$$

где $\vec{k}_k = R_k^{-1} \vec{n}_k$ – вектор Калмана; $R_k^{-1} = \sum_{i=0}^k \lambda^{n-1} \vec{n}_i \vec{n}_i^T$ – матрица, обратная взвешенной автокорреляционной матрицы вектора маскирующей помехи.

Следует отметить, что РНК по сравнению с МНК требует больше вычислительных ресурсов, но обеспечивает более высокую скорость сходимости к рабочей функции. МНК использует только один корректируемый параметр, имеющий ограниченный диапазон корректировки при условии обеспечения заданной стабильности и определяющий скорость сходимости μ . При использовании РНК каждый весовой коэффициент имеет свое значение усиления, определяемое вектором усиления \vec{k}_k . Поскольку МНК является градиентным методом, то постепенно приближается к минимуму рабочей функции от итерации к итерации. В свою очередь, РНК является статистическим методом, при котором на каждой итерации точно вычисляется глобальный минимум рабочей функции на основе статистических данных (обратная корреляционная матрица маскирующей помехи). От итерации к итерации статистические данные уточняются, что позволяет в случае стационарных входных сигналов РНК обеспечивать более высокую степень компенсации маскирующей помехи. МНК не обеспечивает такую же высокую степень компенсации из-за того, что он не может приблизиться к минимуму рабочей функции ближе, чем на величину коэффициента адаптации.

Следует отметить, что квантованные отсчеты представляют мгновенные значения аналогового сигнала не точно, а с некоторой погрешностью, тем меньшей, чем меньше шаг квантования. Отсчеты входного сигнала АФ являются суммами истинных значений и отсчетов некоторого дискретного случайного процесса, называемого шумом квантования. Шум квантования, присутствующий на входе АФ, преобразуется этим устройством так, что дисперсию выходного шума квантования можно оценить выражением

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = R_{\text{ex}} \sum_{j=0}^{\infty} h_j^2 = (q_{\text{кв}}^2 / 12) \sum_{j=0}^{\infty} h_j^2, \quad (28)$$

где $q_{\text{кв}} = x_{\text{max}} / 2^m$ – шаг квантования; x_{max} – наибольшее значение аналогового сигнала; m – число двоичных разрядов для представления чисел в АФ; R_{ex} – функция корреляции шума квантования на входе АФ.

Из (28) видно, что выходной шум квантования оказывается тем больше, чем медленнее уменьшаются весовые коэффициенты импульсной характеристики АФ.

2. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

- 2.1. Изучите теоретическую часть.
- 2.2. Лабораторная работа выполняется в среде MATLAB с использованием графического интерфейса пользователя.
- 2.3. Порядок выполнения лабораторной работы следующий:

- 2.3.1. Создайте и загрузите в рабочую область среды MATLAB речевой сигнал.
- 2.3.2. Выберите вид и параметры маскирующей помехи.
- 2.3.3. Выберите вид АЧХ канала.
- 2.3.4. Выберите тип и параметры алгоритма адаптивной фильтрации.
- 2.3.5. Получите результаты фильтрации речевого сигнала.
- 2.3.6. Измените параметры маскирующей помехи, алгоритма адаптивной фильтрации и АЧХ канала.
- 2.3.7. Получите и сравните результаты фильтрации речевого сигнала.
- 3.4. Оформите отчет и сделайте выводы.

3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

- 3.1. Выполнение лабораторного задания.
- 3.2. Результаты выполнения лабораторной работы.
- 3.3. Анализ результатов и выводы.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 4.1. Что понимается под акустической защитой речевого сигнала? Каков основной критерий обеспечения защиты? От чего зависит разборчивость речевой информации?
- 4.2. Чему равна интенсивность звука с уровнем 90 дБ? Как определяется отношение сигнал/шум (сигнал/помеха)? В чем состоит отличие между интегральным и сегментным ОСШ?
- 4.3. Перечислите основные свойства белого и розового шумов. В чем смысл понятия «интервал корреляции» шума? Чем связаны между собой корреляционная функция и энергетический спектр шумового сигнала?
- 4.4. Почему смесь белого шума и розового шума удобна в качестве маскирующей помехи речевого сигнала? Как изменяется кривая порога слышимости слуховой системы человека в тишине при маскировке белым шумом? Как ширина критической полосы слуха связана с частотой сигнала?
- 4.5. Из каких соображений выбирают тип и параметры маскирующей помехи? Чем можно повысить стационарность речевой помехи? Предложите структурную схему формирования шумовой речеподобной помехи.
- 4.6. Каковы достоинства и недостатки алгоритмов адаптивной фильтрации?
- 4.7. Что такое рабочая функция адаптивного фильтра? От чего она зависит? Перечислите виды рабочих функций адаптивного фильтра.

4.8. Что такое импульсная характеристика адаптивного фильтра? Из каких соображений выбирают количество его весовых коэффициентов?

4.9. Чем ограничена и регулируется скорость адаптации весовых коэффициентов?

4.10. Какой из алгоритмов адаптации предпочтительней в условиях нестационарных входных сигналов?

4.11. Почему речевой сигнал, замаскированный одним маскиратором, не может быть размаскирован другим, одновременно подключенным к линии связи?

ЛИТЕРАТУРА

1. Петраков А.В., Лагутин В.С. Утечка и защита информации в телефонных каналах. – М.: Энергоатомиздат, 1998.- 320 с.

2. Иванов В.М., Хорев А.А. Способ и устройство формирования "речеподобных" шумовых помех// Вопросы защиты информации. –1999. – № 4.

3. Кученков Е.Б., Музалев Е.А. Экспериментальная оценка акустической защищенности исследуемых помещений// Вопросы защиты информации. – 1999. – № 3.

4. Секунов Н.Ю. Обработка звука на РС. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001.– 1248 с.

5. Цвиккер Э., Фельдкеллер Р. Ухо как приемник информации. - М.: Связь, 1971. – 255 с.

6. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. - М.: Радио и связь, 1989. - 440 с.

7. Адаптивные фильтры. - М.: Мир, 1988. - 392 с.

8. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

9. Денда В. Шум как источник информации. - М.: Мир, 1993. - 192 с.

10. Бондарев В.Н., Трестер Г., Чернега В.С. Цифровая обработка сигналов: методы и средства. - Севастополь: СевГТУ, 1999. - 548 с.

Учебное издание

**АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
МАСКИРОВАННЫХ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ**

Методические указания
к лабораторной работе по дисциплинам
«Цифровая обработка речи и изображений»
и «Защита речевых сообщений и объектов связи
от несанкционированного перехвата» для студентов специальности «Сети
телекоммуникаций» дневной и заочной форм обучения

Составители:

Борискевич Анатолий Антонович,
Кривошеев Евгений Дмитриевич,
Фалалеев Виктор Иванович

Редактор Н.А. Бебель

Корректор Е.Н. Батурчик

Подписано в печать	23.06.2004.	Формат 60×84 1/16.
Бумага офсетная. Уч.-изд.л. 1,0.	Печать ризографическая. Тираж 70 экз.	Усл. печ.л. 1,51. Заказ 50.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и
радиоэлектроники»

Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от
01.04. 2004.

Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0133108
от 30.04. 2004.

220013, Минск, П. Бровки, 6.