

Література: 1. Цимбалюк В. С. Окремі питання щодо визначення категорії "інформаційна безпека" у нормативно-правовому аспекті. // *Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні*. – 2004. – № 8. – С. 30-33. 2. Задорожня Л. М., Коваль М. І., Брижко В. М. Питання вдосконалення законодавства України у сфері інформації та інформатизації: додаток до наукового журналу "Правова інформатика". / За ред. чл.-кор. АПрН України М. Я. Швеця. – К.: НДЦПІ, 2005. – 31 с. 3. Швець М. Я., Фурашев В. М., Коваль М. І. та ін. *Правова інформатика. У 2-х т.* – К.: Парламентське видавництво, 2004. – Т.1. – 416 с. 4. *Електронне інформаційне суспільство України: погляд у сьогодення і майбутнє.* В. М. Фурашев, Д. В. Ланде, О. М. Григор'єв, О. В. Фурашев. – К.: Інжиніринг, 2005. – 164 с. 5. *Правова інформатика* / Швець М. Я., Калюжний Р. А., Хахановський В. Г. та ін. / За ред. М. Я. Швеця та Р. А. Калюжного. – НДЦПІ АПрНУ: „ІВА”, 2003. – 168 с. 6. Брижко В. М. *Правовий механізм захисту персональних даних.* / За заг. ред. д-ра екон. наук, проф., засл. діяча науки і техніки України М. Я. Швеця та д-ра юрид. наук, проф., засл. юриста України Р. А. Калюжного. – К.: Парламентське видавництво, 2003. – 120 с. 7. Брижко В. М. *Організаційно-правові питання захисту персональних даних: Автореф. дис. ... канд. юр. наук: 12. 00. 07 / Національна академія державної податкової служби України.* – Ірпінь Київської обл., 2004. – 20 с. 8. *Бібліотека баз даних "Правова інформатика".* Періодичне видання на CD. www.bod.kiev.ua/cdbd/index.html. 9. Цимбалюк В. С. *Сутність і зміст правової інформатики (методологічний аспект).* // *Правова інформатика*. – 2005. – № 4(8). – С. 18-30. 10. *Правовая информатика и кибернетика / Под ред. Н. С. Полевого.* – М.: Юридическая литература. 1993. – 525 с. 11. Гаврилов О. А. *Курс правовой информатики. Учебник для вузов.* – М.: Издательство "НОРМА", 2000. – 432 с. 12. Швець М. Я. *До питання визначення терміна "Правова інформатика".* // *Правова інформатика*. – 2004. – № 2. – С. 98.

УДК 681.391

КОРРЕЛЯЦИОННИЙ АНАЛІЗ ФРАГМЕНТОВ ФОНЕМ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Владимир Журавлев

Запорожский национальный технический университет

Анотація: Розглянуто алгоритм цифрової обробки ідентифікаційного фрагменту фонем, що дозволяє на основі застосування кореляційного аналізу підвищити ефективність процесу ідентифікації.

Summary: The algorithm of phoneme identification fragment digital processing, which allows to increase identification process effectiveness on the base of using the correlation analysis is under review.

Ключевые слова: Цифровая обработка, речевой сигнал, корреляционная обработка, фонема.

Введение

В связи с возросшей информатизацией современного общества и увеличением числа объектов и потоков информации, которые необходимо защищать от несанкционированного доступа, а также необходимостью интеллектуализации всех форм взаимодействия пользователей сетей телекоммуникаций с техническими средствами, все более актуальными становятся проблемы применения речевых технологий для управления правами доступа к сетевой конфиденциальной информации.

Основой обеспечения безопасности и живучести телекоммуникационных систем и сетей передачи данных является проблема идентификации абонентов, имеющих доступ к конфиденциальной информации. Отождествление абонента точки доступа – комплекс задач, решение которых позволяет организовать весь процесс управления правами доступа, а также реализовать ряд других вспомогательных решений, имеющих самостоятельное прикладное значение.

Рассматриваемая в статье проблема биометрической идентификации статических и динамических параметров и характеристик речеобразующего тракта абонента находила свое отражение в трудах лингвистов [1] и психоакустиков [2].

Известны программно – аппаратные комплексы "ИКАР" и VIS [3, 4], которые проектировались специально для работы в экспертных лабораториях министерства внутренних дел России и Украины как универсальный инструмент, предназначенный для решения задач фонографической экспертизы. Однако точность идентификации данных систем невелика и составляет, в частности, для системы VIS 92% правильных решений.

В данной статье предлагается метод повышения точности и эффективности расчета параметров фонем, основанный на применении корреляционных алгоритмов анализа фрагментов речевого сигнала абонента

на интервале идентификации.

I Постановка задачи

Представим фонему квазидетерминированного речевого сигнала $s(t)$ в виде суммы квазидетерминированных и стохастических составляющих: сигналов формант $sp(t)$ и сигнала шума $sh(t)$

$$s(t) = \sum_{i=1}^n sp_i(t) + sh(t), \quad (1)$$

где i – количество формант ($i \in 1, n$), включая сигнал основного тона, на времени идентификации фонемы t .

Известно [5], что спектральный состав сигнала фонемы $s(t)$ считается квазидетерминированным случайным процессом в части амплитудных спектров мощности формант на реализации фрагмента времени Tu , которая определяется скоростью распространения упругих колебаний вдоль основной мембраны внутреннего уха [6]. Данный фрагмент определяет время, необходимое для преобразования раздражения клеток котиева органа в ощущение звука. Определим данный фрагмент времени Tu как фрагмент идентификации.

В связи с тем, что частоты формант ω_p (включая частоту основного тона) выше частоты идентификации $f_u = 1/Tu$, на длительности фрагмента идентификации укладываются несколько периодов сигналов формант $sp(t)$.

Предположим, что сигнал шума $sh(t)$ стохастичен и не зависит от сигналов $sp(t)$. Потребуем, чтобы сигнал $sh(t)$ имел на интервале идентификации Tu нулевое математическое ожидание, т. е. не имел постоянной составляющей, что практически всегда выполняется.

Для анализа сигналов, имеющих квазидетерминированную $sp(t)$ и стохастическую $sh(t)$ составляющие, с целью определения внутренних связей компонент сигнала на интервале идентификации Tu , целесообразно воспользоваться методами и алгоритмами корреляционного анализа [7].

Представим выражение (1) как сумму детерминированной $spd(t)$ и стохастической $sh(t)$ составляющих на интервале Tu

$$s(t) = spd(t) + sh(t), \quad (2)$$

где $spd(t) = \sum_{i=1}^n sp_i(t)$.

Рассмотрим автокорреляционную функцию (АКФ) $Rss(t)$ сигнала $s(t)$ на интервале идентификации Tu

$$Rss(t) = \frac{1}{Tu} \int_0^{Tu} s(t)s(t-\tau)dt = \frac{1}{Tu} \int_0^{Tu} [spd(t) + sh(t)][spd(t-\tau) + sh(t-\tau)]dt =$$

$$\frac{1}{Tu} \left\{ \int_0^{Tu} spd(t)spd(t-\tau)dt + \int_0^{Tu} sh(t)spd(t-\tau)dt + \int_0^{Tu} spd(t)sh(t-\tau)dt + \int_0^{Tu} sh(t)sh(t-\tau)dt \right\}, \quad (3)$$

где τ – текущее время круговой свертки АКФ.

Проанализируем составляющие полученного выражения, находящиеся в фигурных скобках. Последний интеграл АКФ стохастического сигнала шума $sh(t)$ будет стремиться к нулю (его математическому ожиданию), а в точке $\tau=0$ будет равен дисперсии шума Dh

$$Dh = \frac{1}{Tu} \int_0^{Tu} sh^2(t)dt. \quad (4)$$

Так как сигнал $sh(t)$ не имеет постоянной составляющей, то второй и третий интегралы выражения (3) также будут стремиться к нулю.

Окончательно имеем

$$Rss(t) = \frac{1}{Tu} \int_0^{Tu} spd(t)spd(t-\tau)dt. \quad (5)$$

То, что АКФ квазидетерминированных формантных составляющих $spd(t)$ и некоррелированных на интервале Tu стохастических шумов оказывается нулевой, свидетельствует об эффекте подавления шумов либо повышения точности исходного сигнала $s(t)$ в результате его корреляционной обработки.

Исключение стохастической шумовой составляющей $sh(t)$ из речевого сигнала $s(t)$ на интервале идентификации соответствует современной теории слухового восприятия [2], которая определяет, что

слуховым аппаратом человека ощущаются только гармонические детерминированные составляющие формант $spd(t)$, активные на временном интервале, не меньшем, чем Tu .

Рассмотрим свойства АКФ [8] $Rss(t)$, влияющие на точность и эффективность идентификации сигналов формант $sp(t)$.

1 АКФ суммы периодических сигналов $spd(t)$ есть периодическая функция с такой же частотой, как и функция $spd(t)$, т. е. она содержит все частотные составляющие сигналов формант.

2 АКФ каждого гармонического колебания, независимо от его фазы, всегда является функцией косинуса, таким образом, отпадает необходимость фазовой синхронизации при сравнении сигналов $spd(t)$, рассчитанных на различных по времени t интервалах идентификации сигнала $s(t)$.

3 АКФ с аргументом $t=0$ $Rss(t=0)$ максимальна, и равна, за вычетом дисперсии сигналов шумов (4), дисперсии сигнала $spd(t)$

$$Rss(t=0) = \frac{1}{Tu} \int_0^{Tu} spd^2(t) dt + Dh = Dspd + Dh. \quad (6)$$

4 Для периодических составляющих сигнала $spd(t)$ максимумы АКФ повторяются, т. о. можно осуществлять идентификацию сигналов основного тона и формант речевого сигнала $s(t)$.

5 АКФ – четная функция, $Rss(t)=Rss(-t)$, таким образом, анализ частотных составляющих сигнала $s(t)$ можно проводить на интервале времени $Tr=Tu/2$, т. е. с половинной размерностью массива отсчетов исходного сигнала $s(t)$, что приводит к увеличению скорости обработки, а, значит, и эффективности.

6 С учетом теоремы Винера – Хинчина, спектр $S_R(j\omega)$ АКФ равен автокорреляционной плотности мощности

$$S_R(j\omega) = \frac{1}{T} \int_0^{Tu} Rss(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (7)$$

который, с учетом уравнения Парсеваля, равен квадрату амплитудного спектра $S_{sp}(j\omega)$ сигнала $sp(t)$, деленному на время интервала идентификации

$$S_R(j\omega) = \frac{|Ssp^2(j\omega)|}{Tu}. \quad (8)$$

Таким образом, можно рассчитать амплитудный спектр формант на половине времени идентификации, что равносильно увеличению эффективности в части скорости обработки.

6 При достижении функции АКФ первого локального минимума с точностью ε

$$\exists \varepsilon > 0, \forall Rss(\tau_0) \begin{cases} Rss'(\tau_0) < Rss(t) < \varepsilon, Rss(t) \geq Rss'(\tau_0) \\ \varepsilon < Rss(\tau_0) < Rss'(\tau_0), Rss(t) \leq Rss'(\tau_0) \end{cases} \quad (9)$$

значение интервала корреляции τ_0 будет соответствовать половине периода верхней частоты ω_v речевого сигнала $s(t)$

$$\omega_v = \frac{\pi}{\tau_0}. \quad (10)$$

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что с сигналом АКФ $Rss(t)$ можно проводить операции фильтрации с целью определения амплитудных спектров формант $sp_i(t)$.

При сравнении двух реализаций фрагментов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ речевых сигналов, идентифицируемых на интервале Tu , можно применять коэффициент корреляции $r_{s_1s_2}$, как меру линейной зависимости между сравниваемыми сигналами. Коэффициент корреляции [9] определяется как корреляционный момент нормированных значений функций $s_1(t)$ и $s_2(t)$

$$r_{s_1s_2} = M \left\{ \left[\frac{s_1(t) - M[s_1(t)]}{\sigma_{s_1}} \right] \left[\frac{s_2(t) - M[s_2(t)]}{\sigma_{s_2}} \right] \right\}, \quad (11)$$

где $M[s(t)]$ – операция вычисления математического ожидания сигнала $s(t)$, σ_s – среднеквадратическое отклонение сигнала $s(t)$ от его математического ожидания $M[s(t)]$.

Сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ содержат гармонические составляющие формант, поэтому они, в общем случае, будут связаны между собой нелинейными зависимостями.

В результате положительной аутентификации сигнала $s_1(t)$ предполагается его, по возможности, точное соответствие сигналу идентификационной базы данных $s_2(t)$ до амплитуд и частот спектральных

составляющих формант $sp(t)$. В этом случае можно предположить, что линейная зависимость между сигналами $s_1(t)$ и $s_2(t)$ будет сохраняться на интервале корреляции t_0 . Выражение (11) преобразуется к виду

$$r_{s_1s_2} = M \left[\frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k r_{s_1s_2_i}(\tau_0) \right], \quad (12)$$

где k_r – количество интервалов определения коэффициента корреляции на интервале времени T_r ,

$$k_r = \text{int} \left(\frac{T_r}{\tau_0} \right), \quad (13)$$

а $\text{int}(x)$ – функция взятия целой части числа x .

II Предлагаемые алгоритмы и решения

Сигнал $s(t)$ преобразовывается в блоке 1 (рис. 1) в цифровую форму $s(\Delta t)$ аналого-цифровым преобразователем АЦП на основании обобщенной теоремы отсчетов [8] с частотой дискретизации f_s , которая *должна* быть не менее удвоенной верхней частоты ω_b входного сигнала.

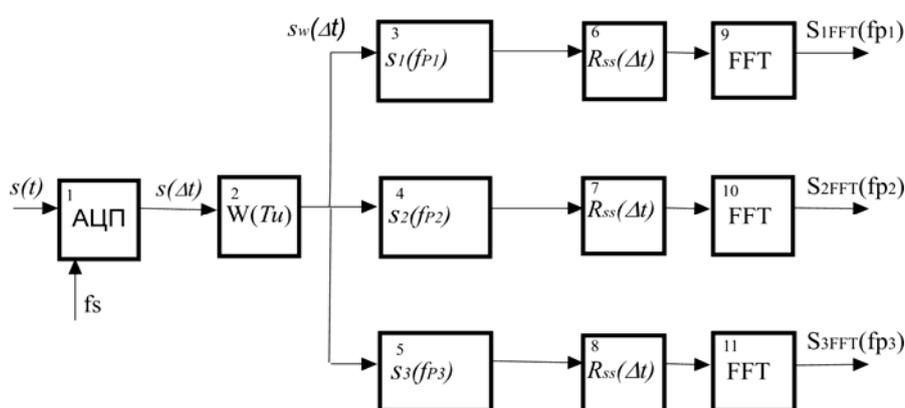


Рисунок 1 - Функциональная схема алгоритма корреляционной обработки фрагментов речевого сигнала

Блок 2 осуществляет оконное $W(Tu)$ сегментирование сигнала $s(\Delta t)$ с параметрами d и k :

d – определяет длительность сегмента идентифицируемого сигнала Tu , исходя из количества анализируемых отсчетов сигнала $s(\Delta t)$ на основании: нижней частоты ω_n входного сигнала, частотного разрешения Δf_{FFT} алгоритмов спектральных преобразований

$$d = f(\omega_n, \Delta f_{\text{FFT}}), \quad (14)$$

k – определяет количество сегментов идентификации и является функцией от длительности идентифицируемого участка фонемы T_r и коэффициента перекрытия сегментов идентификации K_p , который может изменяться от нуля до 0.5 [5]

$$k = f(d, T_r, K_p). \quad (15)$$

Таким образом,

$$s_w(\Delta t) = s(\Delta t)W(Tu). \quad (16)$$

В блоках 3 – 5 производится разделение сигнала фонемы на три частотные составляющие сигналов формант

$$s_i(f_{pi}) = s_w(\Delta t)H_i(\Delta f_{pi}) \quad (17)$$

где $H_i(\Delta f_{pi})$ – передаточная характеристика режекторного формантного фильтра с полосой частот пропускания Δf_p .

В блоке 6 – 8 производится расчет АКФ $s[R_{ss}(\Delta t)]$ сигнала $s_i(f_{pi})$ в соответствии с выражением (3)

$$s[R_{ss}(\Delta t)] = \sum_{i=1}^n [(s_i(\Delta t)s_i(\Delta t + \Delta \tau))], \quad (18)$$

где n – количество отсчетов входного сигнала на интервале идентификации Tu , $\Delta \tau$ – постоянная времени круговой свертки, равная интервалу дискретизации Δt .

III Результаты экспериментов

По предлагаемому алгоритму был произведен расчет параметров фонем «О», «З» и «С», имеющих различный амплитудный спектр мощности и вокализацию.

Обработка сигналов фонем с частотой дискретизации $f_s=96$ кГц и 16-ти разрядным квантованием по уровню производилась в программной среде MatLab 6. 5.

Вначале, для сравнительного анализа коэффициентов множественной корреляции, рассчитывались характеристики амплитудного спектра фонем и их АКФ, приведенные на рис. 2.

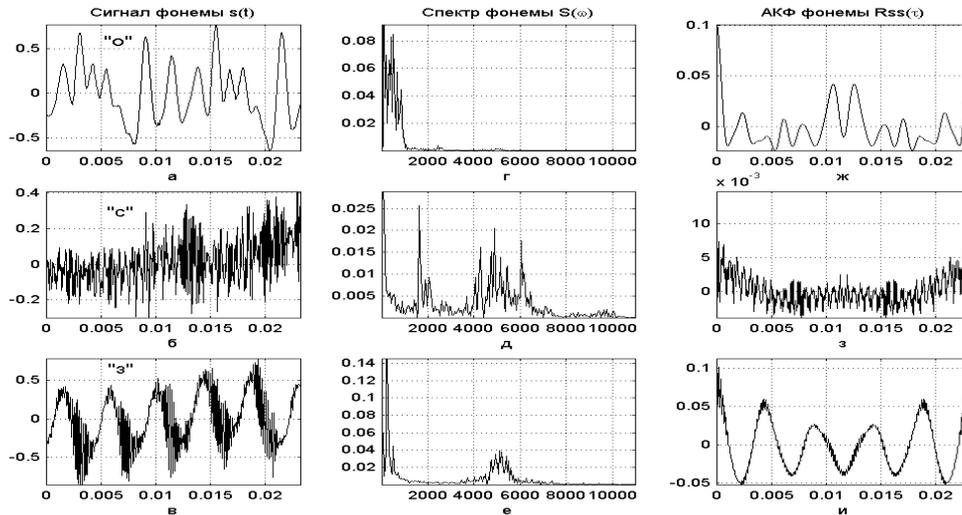


Рисунок 2 - Графики сигналов $s(t)$ фонем «О» («а»), «С» («б») и «З» («в»), их амплитудные спектры $S(\omega)$ мощности («г»), («д») и («е») соответственно и АКФ $R_{ss}(\tau)$ («ж»), («з»), и («и») соответственно на интервале идентификации $Tu=0.023c$

Как видно из рис. 2 (г, д, е) графики амплитудных спектров мощности $S(\omega)$ фонем различны как по амплитуде, ширине спектра, так и по его изрезанности.

Соответственно различны и АКФ $R_{ss}(\tau)$ сигналов, приведенные на рис. 2 (ж, з, и), которые отличаются амплитудой, формой и спектральным составом.

Сигналы фонем обрабатывались в соответствии с алгоритмом, функциональная схема которого представлена на рис. 1. Для определения коэффициента корреляции r рассчитывались спектры формант Φ_1 , Φ_2 , и Φ_3 фонем по классическому алгоритму [8], которые изображены на рисунках 3 – 5 (а, б, в).

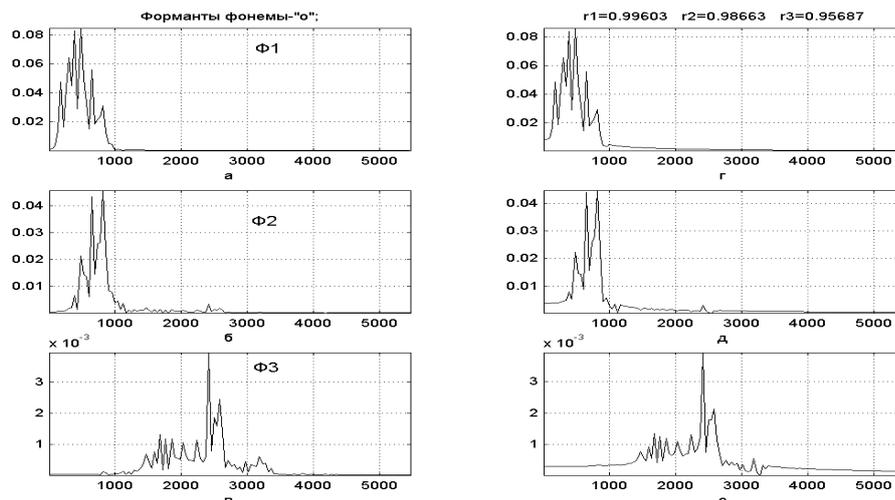


Рисунок 3 - Графики сигналов амплитудных спектров мощности формант Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 фонемы «О»: а, б, в – до корреляционной обработки, г, д, е – после корреляционной обработки; над графиком 3г приведены коэффициенты множественной корреляции r_1 , r_2 и r_3 для формант Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 , соответственно

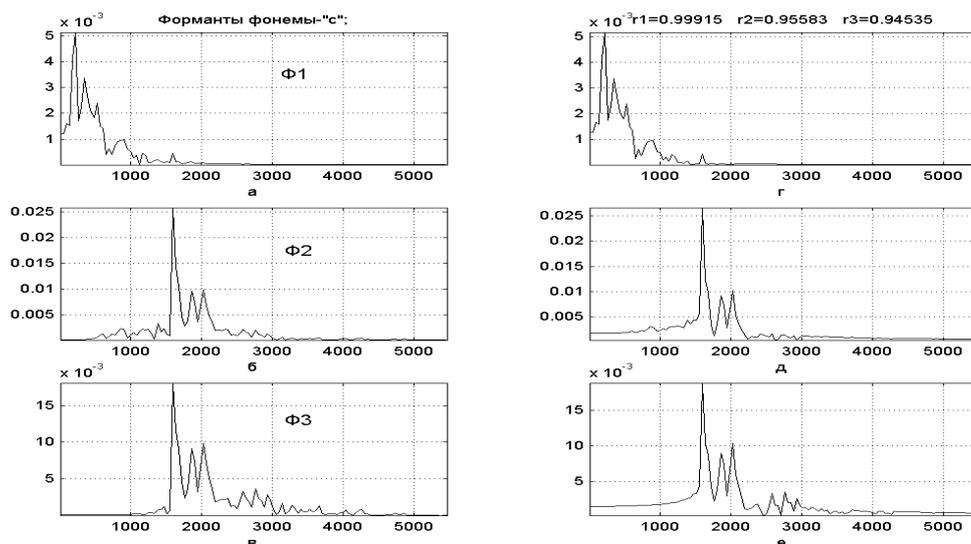


Рисунок 4 - Графики сигналов амплитудных спектров мощности формант Ф1, Ф2 и Ф3 фонемы «С»: а, б, в – до корреляционной обработки, г, д, е – после корреляционной обработки; над графиком 4г приведены коэффициенты множественной корреляции r_1 , r_2 и r_3 для формант Ф1, Ф2 и Ф3, соответственно

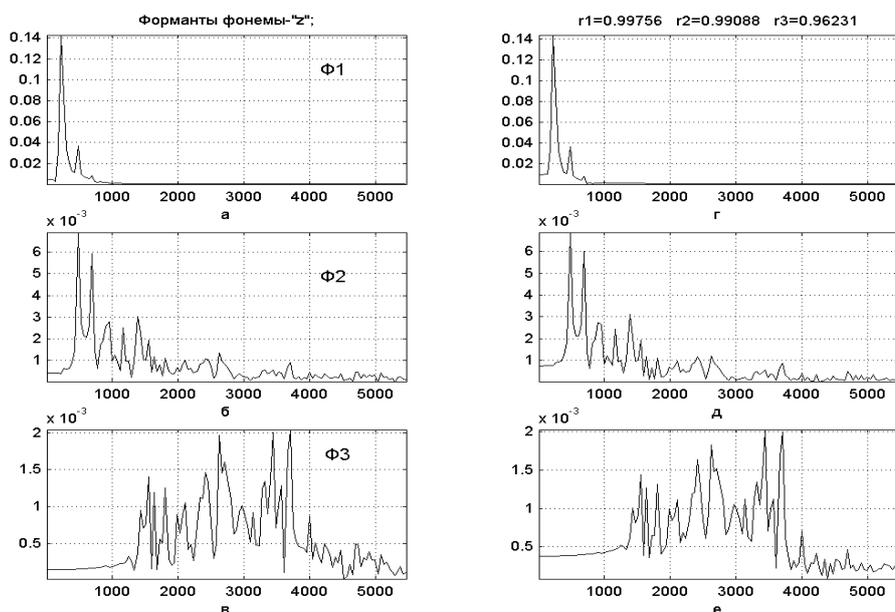


Рисунок 5 - Графики сигналов амплитудных спектров мощности формант Ф1, Ф2 и Ф3 фонемы «З»: а, б, в – до корреляционной обработки, г, д, е – после корреляционной обработки; над графиком 5г приведены коэффициенты множественной корреляции r_1 , r_2 и r_3 для формант Ф1, Ф2 и Ф3, соответственно

Для сигналов формант Ф1, Ф2, и Ф3 рассчитывались их АКФ, приведенные на рис. 3 – 5 (г, д, е). Затем, в соответствии с выражениями (11, 12, 13), рассчитывался множественный коэффициент корреляции r , между амплитудными спектрами мощности формант фонем, рассчитанными непосредственно по сигналу $s(t)$ и спектрам формант, прошедших корреляционную обработку.

Результаты расчета множественного коэффициента корреляции r приведены на рис. 3 – 5.

Проведя анализ графиков и значений коэффициента множественной корреляции, можно сделать следующие выводы.

1 Коэффициент корреляции r отличен от единицы и не менее 0.94, значит, в сигналах всех формант содержались составляющие некоррелированных шумов $sh(t)$, которые были отфильтрованы в результате

корреляційної обробки.

2 Збільшення постійної складової в сигналах амплітудних спектрів потужності формант після корреляційної обробки підтверджує вираження (6). Зміна постійної складової спектрів формант пропорційно дисперсії відфільтрованого некоррелированого шуму $sh(t)$.

Проведені експерименти дозволяють зробити висновок про збільшення точності представлення сигналів фоном після корреляційної обробки.

Висновки

Отримані результати дозволяють зробити висновок про доцільність застосування запропонованого корреляційного алгоритму аналізу фрагментів речевого сигналу при ідентифікації абонента з метою збільшення точності та ефективності ідентифікації.

Підвищення точності ідентифікації досягається за рахунок зменшення стохастическої шумової складової $sh(t)$ вихідного речевого сигналу $s(t)$ шляхом розрахунку його АКФ $R_{ss}(\Delta t)$ на інтервалі ідентифікації. Ефективність обробки підвищується в результаті обробки масивів даних з половинною розмірністю на часі T_r .

При розрахунку лінії регресії АКФ на інтервалах ідентифікації можна, в подальшому, застосовувати математичний апарат багатовимірного корреляційного аналізу.

Література: 1. Михайлов В. Г., Златоустова Л. В. *Вимірювання параметрів мови* // Під ред. М. А. Сапожкова.- М.: Радио и связь, 1987. – 168 с. 2. Алдошина И. А. *Основи психоакустики* // Звукорежиссер. – 2000. - № 6. – С. 36 - 40. 3. <http://www.speechpro.com/>. 4. Новосельский А. Ф., Жариков Ю. Ф. *Программний пакет VIS для ідентифікації по голосу* // Тезиси доповідей 8-ї Міжнародної конференції "Інформатизація правоохоронних систем". – М.: 1999. – С. 323-324. 5. *Вокердерная телефонія. Методи і проблеми.* Під ред. А. А. Пірогова – М.: Связь, 1974. - 536 с. 6. Цвикер Э., Фельдкеллер Р. *Ухо як приймач інформації.* Пер. з нім. під ред. Б. Г. Белкіна.- М.: Связь, 1971. – 225 с. 7. Рабинер Л., Шафер Р. *Цифрова обробка речевих сигналів.* - М.: Радио и связь, 1981. – 496 с. 8. Бабак В. П. *та ін. Обробка сигналів* – К.: Либідь, 1996. – 392 с. 9. Липцер Р. Ш., Ширяев А. Н. *Статистика випадкових процесів.* М.: Наука, 1974. – 386с. 10. Гоноровский И. С. *Радиотехнічні мережі і сигнали: Учебник для вузів.* - М.: Радио и связь, 1986. - 512 с.

УДК 681.321;322:621.395

ФУНКЦІОНАЛЬНО-ВАРТІСНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ ЗАГАЛЬНОГО КОРИСТУВАННЯ

Володимир Кононович, Тетяна Тардаскіна*

Академія зв'язку України, Одеський регіональний центр ТЗІ ВАТ "Укртелеком",

*Одеська національна академія зв'язку

Анотація: Розглядаються моделі і задачі функціонально-вартісного аналізу системи забезпечення інформаційної безпеки телекомунікаційних мереж загального користування з урахуванням положень міжнародних стандартів МСЕ-Т X.800, X.805. Пропонуються оцінки економічної ефективності системи забезпечення інформаційної безпеки окремих об'єктів мережі.

Summary: In the article are considered models and tasks of functionally-value analysis of ensuring information security system of the telecommunication network which based on ITU-T Recommendation X.800, X.805, assessments of economic effectiveness ensuring information security system their separate objects are proposed.

Ключові слова: Інформаційна безпека, телекомунікаційні мережі, технічна і економічна ефективність, загрози, послуги, механізми безпеки.

І Вступ

Забезпечення достатнього рівня інформаційної безпеки телекомунікаційних мереж загального користування (ТМЗК) можливе лише на основі комплексного підходу до побудови системи забезпечення інформаційної безпеки (СЗІБ) [1] на всіх стадіях і етапах життєвого циклу СЗІБ, включаючи її створення