

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПОЛИСПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕДУРЫ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

Титов О.Н. (Орел)

Проблема информационной безопасности во все времена была актуальной. В настоящее время данный аспект человеческой деятельности приобретает особую остроту. Возможность утери информации в процессе государственного управления стала реальностью в условиях, требующих повышенной мобильности и оперативности принятия решения. Сложившиеся в мире информационные технологии дают в некоторой степени возможность защищать информацию от таких угроз как хищение и подмена информации. Однако в условиях непреднамеренного внешнего воздействия, например, помех, возникает вопрос защиты информации от такой угрозы, как утеря.

На решение этой задачи направлен большой комплекс мер, предусмотренный концепциями, доктринами безопасности, а также рядом различных положений и наставлений. Несмотря на наличие солидной нормативной базы, вероятность утери информации в случае шумового воздействия очень высока. Одна из причин: слабая технологическая составляющая средств обработки информации, а именно их слабая помехозащищенность.

В контексте данной работы будет рассмотрен вопрос повышения защищенности речевой информации от утери в случае шумового воздействия высокого уровня. Ведущей тенденцией развития отечественных систем обработки речи, обусловленной важностью в процессе обмена информации и возрастающими современными требованиями абонентов, является задача повышения качества предоставляемых телекоммуникационных услуг.

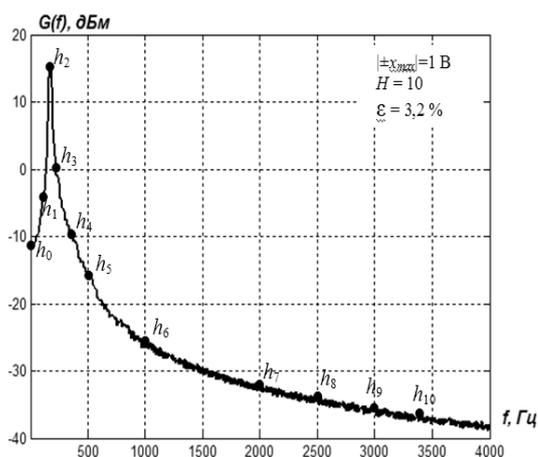


Рис. 1. СПМ помехи,
создаваемой ветром.

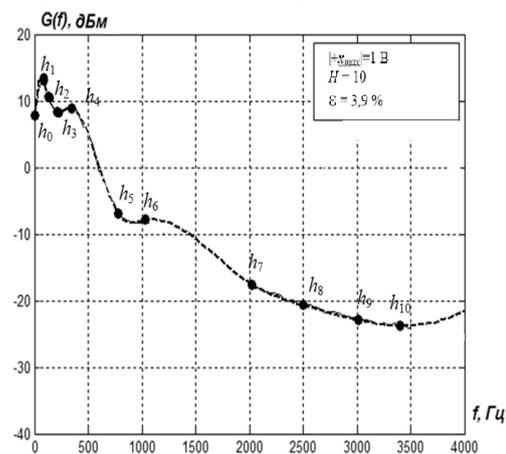


Рис. 2. СПМ помехи,
создаваемой работой двигателя.

При работе с речью и, в частности, непосредственно при обработке речевого сигнала (РС) очевидно наличие тепловых и других шумов (см. рис. 1 и рис. 2), а также возможно зашумление его другими потенциально нежелательными акустическими и импульсными помехами. Кроме того, в

зависимости от требований по мобильности абонента возможны и другие виды помех *естественного характера*:

1) природные (рис. 1);

2) техногенные (рис. 2).

Анализ рисунка 3, где показаны основные алгоритмы низкоскоростного кодирования речи, указывает на то, что практика стандартизации и применения алгоритмов кодирования речи на скоростях ≤ 16 кбит/с, в том числе в сетях мобильной и сотовой связи, а также публикуемые результаты теоретических исследований последнего десятилетия в этой области убедительно доказывают доминирующее положение при построении речепреобразующих устройств метода параметрического кодирования РС на основе линейного предсказания, в основе которого лежит принцип адаптивной фильтрации в реальном масштабе времени, что подтверждает актуальность результатов, изложенных в данной работе.

Оценка по шкале MOS

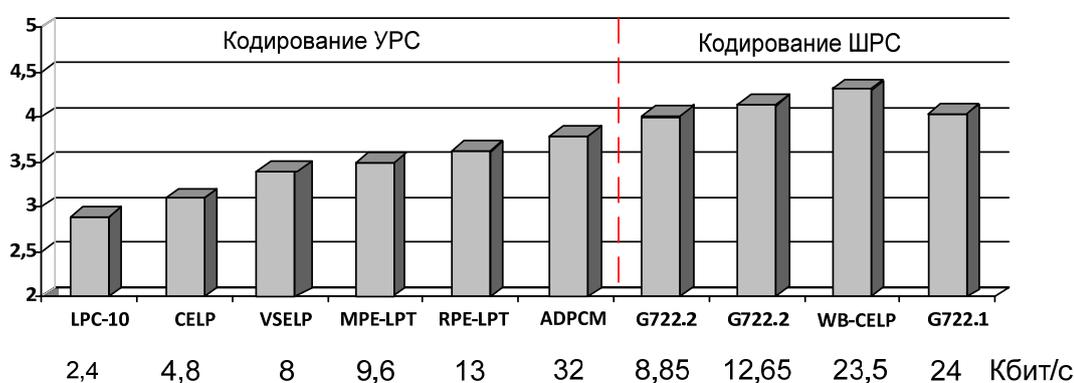


Рис. 3. Диаграмма качества основных алгоритмов низкоскоростного кодирования речи по шкале MOS

При проведении анализа существующих на сегодняшний момент методов устранения шумов в РС можно провести определенную классификацию [4,5,6,11,14]:

- 1) Адаптивные компенсаторы помех.
- 2) Методы, основанные на использовании статистических моделей РС во временной области.
- 3) Методы, основанные на обработке РС с использованием аппарата скрытых марковских моделей.
- 4) Методы, основанные на использовании отдельных характерных свойств РС.
- 5) Методы, основанные на оценке спектральных характеристик шума.
- 6) Метод оценивания минимальной среднеквадратической ошибки.
- 7) Подавление аддитивного квазистационарного шума методом вычитания амплитудных спектров.
- 8) Метода адаптивного трешолдинга на основе вейвлет-преобразования.
- 9) Методы на основе нелинейной фильтрации.

Особо стоит отметить методы под №7 и №8, получившие наибольшее теоретическое распространение и «завоевавшие» нишу практического применения последние 3 - 5 лет.

Среди подходов, реализующих задачу шумоподавления в обрабатываемом РС на практике и в теории, хорошо известны такие как

винеровская и инверсная фильтрация; методы, основанные на параметрическом анализе сигналов, на основе процедуры регуляции с целью решения обратной задачи. Однако стоит отметить, что эффективность данных «классических» методов зачастую зависит от ряда допущений и ограничений как к РС, так и к помехе [5,6].

В условиях воздействия помех с законом распределения, отличающимся от нормального, к примеру, в условиях воздействия шума смешанного вида, который может, например, включать аддитивного гауссова компоненту и шум, отличающийся от гауссова, лучшие по отношению к линейной фильтрации результаты обеспечивают методы и алгоритмы нелинейной фильтрации [4,5]. Данная группа методов, несмотря на характерные для них специфические динамические искажения, обеспечивает успешное решение задачи подавления смешанного (негауссова) шума в условиях полной или частичной априорной неопределенности в отношении свойств шумов за счет использования какого-либо фильтра из большого банка разнообразных сглаживающих фильтров, разработанных к настоящему времени.

Однако эффективность методов нелинейной фильтрации подавления шумов падает при обработке "импульсных" сигналов, т.е. сигналов, представляющих собой набор импульсов, длительность которых сравнима с длительностью помеховых импульсных выбросов, а также в случаях, когда для нескольких наблюдаемых реализаций обрабатываемых сигналов имеют место случайные сдвиги информационной составляющей, которые могут быть, например, обусловлены влиянием нелинейного искажения сигналов.

Повышение качества синтезированной речи при ее низкоскоростном кодировании в условиях сложной помеховой обстановки может быть достигнуто использованием следующего подхода - это отказ от представления РС как гауссова процесса, при этом РС будет рассматриваться как аддитивная смесь СР, имеющих квазистационарную природу, а также помех, которые в свою очередь имеют собственные законы распределения, носящих как гауссов $n_G^{(m)}(t)$, так и негауссов характер $n_{aG}^{(m)}(t)$ (1, 2):

$$U^{(m)}(t) = S^{(m)}(t) + n^{(m)}(t) \quad (1),$$

$$n^{(m)}(t) = n_G^{(m)}(t) + n_{aG}^{(m)}(t) \quad (2).$$

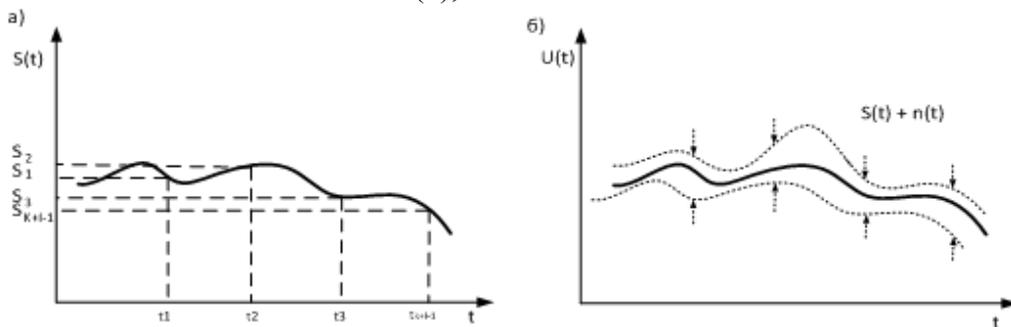


Рис. 4. а) Полезный непрерывный по времени и по состоянию акустический сигнал; б) Аддитивная смесь полезного сигнала и помехи.

Согласно рисунку 4 обрабатываемый РС рассматривается как непрерывная по состоянию и времени функция $U(t)$, представляющая собой аддитивную смесь полезного сигнала речи и помехи, состоящая из суммы гауссовой и негауссовой компоненты (2). Закон распределения зашумленного РС (рисунок 4б), согласно центральной предельной теоремы Ляпунова, стремится к нормальному закону, однако имеет отличия от него. Данными отличиями часто

пренебрегают, что вносит в некоторых случаях весомые искажения, возникающие при обработке речи, особенно при ее восприятии на конечном этапе обработки [2,3,9].

На рис. 5 изображены графики функций плотности вероятности гауссова процесса и возможное распределение реального случайного процесса.

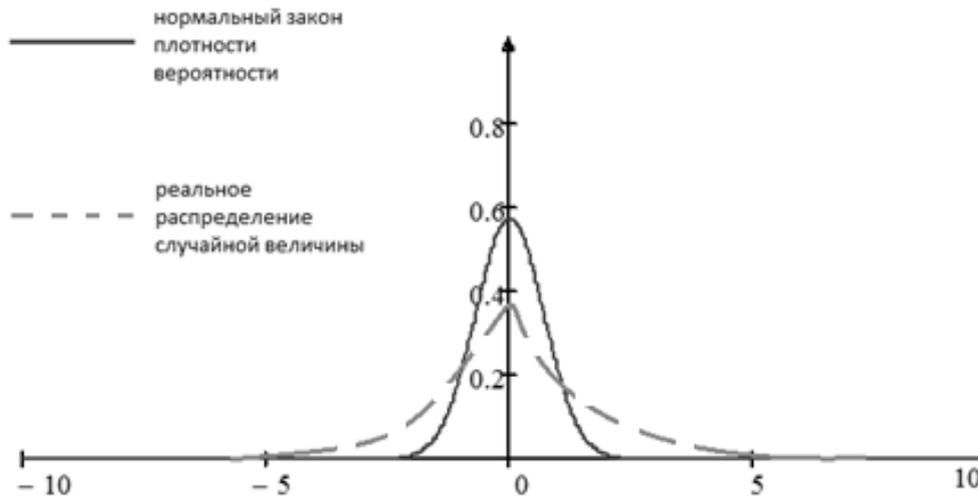


Рис. 5. Сравнение гауссова СП и возможного реального распределения РС.

На основании результатов, представленных в работах таких ученых, как Вентцель Е.С., Малахов А.Н., Пугачев В.С., Баскаков С.И., в которых описаны взаимосвязи канонических разложений случайных процессов с их характеристическими функциями и функциями плотности вероятности (3-11), при этом показана центральная предельная теорема Ляпунова и в полной мере обоснованы ее основные понятия:

$$W_{\xi}(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_{\xi}(v) \exp[-jvx] dv \quad (3), \quad \Theta_{\xi}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} W_{\xi}(u) \exp[jvu] du \quad (4)$$

где $W_{\xi}(u)$, $\Theta_{\xi}(v)$ - функция плотности вероятности (ФПВ) случайной величины $\Theta_{\xi}(v)$ - характеристическая функция (ХФ), в работах [3,8,9] данную пару еще называют «парой преобразования Фурье», что позволяет говорить о ХФ как о тождественном представлении ФПВ.

Опишем некоторые свойства характеристической функции:

- 1) $\Theta_{\xi}(0) = 1$;
- 2) $\Theta_{\xi}(v)$ - непрерывная функция для всех v ;
- 3) $|\Theta_{\xi}(v)| \leq \Theta_{\xi}(0)$;
- 4) $\Theta_{\xi}(-v) = \Theta_{\xi}^*(v)$;
- 5) $\int_{-\infty}^{\infty} \Theta_{\xi}(v) \exp[-jvx] dv \geq 0$

Достаточность данных свойств вытекает из теоремы Бохнера – Хинчина:

Для того чтобы функция $\Theta_{\xi}(v)$, такая, что $\Theta_{\xi}(0) = 1$, была характеристической функцией некоторого распределения, необходимо и достаточно, чтобы она была положительно – определенной [9].

Кроме того (4) в отличие (3) может и не обладать сходимостью, что позволяет говорить о некотором суммировании в смысле обобщенных функций

[14,15]. Так как ХФ тождественно представляет ФПВ, то естественно, что все параметры функции $W_{\xi}(u)$ можно «достать» из $\Theta_{\xi}(v)$, например, моменты (5) [9,15]:

$$a_n = j^{-n} \left(\frac{\partial^n \Theta_{\xi}(v)}{\partial v^n} \right)_{v=0} \equiv j^{-n} \Theta_{\xi}^n(0) \quad (5).$$

Таким образом, ХФ можно записать с помощью степенного ряда, членами которого являются моменты случайной величины (6):

$$\Theta_{\xi}(v) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k}{k!} (jv)^k \quad (6).$$

Если же записать ХФ как некую экспоненциальную функцию от определенной функции $B(v)$ (7):

$$\Theta_{\xi}(v) = \exp(B(v)) \quad (7),$$

Тогда в случае нахождения обратной функции можно записать (8):

$$B(v) = \ln \Theta_{\xi}(v) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\chi_k}{k!} (jv)^k \quad (8),$$

где χ_k - коэффициенты ряда функции $B(v)$ и носят названия кумулянтов или семиинвариантов и в полной мере, как и моменты, характеризуют закон распределения.

Набор кумулянтов однозначно описывает случайную величину и служат тождественным представлением ее закона распределения. Анализируя (6) и (9), можно легко сделать вывод, что кумулянты и моменты случайной величины связаны между собой, непосредственно в источниках [11,12] показаны данные взаимосвязи (10):

$$\begin{aligned} \chi_1 &= a_1 = m \\ \chi_2 &= a_2 - a_1^2 = D \\ \chi_3 &= a_3 - 3a_1 a_2 + a_1^3 = A \\ \chi_4 &= a_4 - 3a_2^2 - 4a_1 a_3 + 12a_1^2 a_2 - 6a_1^4 = E \\ &\dots \end{aligned} \quad (10).$$

Аналогично показана и обратная связь (11):

$$\begin{aligned} a_1 &= \chi_1 \\ a_2 &= \chi_2 + \chi_1^2 \\ a_3 &= \chi_3 + 3\chi_1 \chi_2 + \chi_1^3 \\ a_4 &= \chi_4 + 3\chi_2^2 + 4\chi_1 \chi_3 + 6\chi_1^2 \chi_2 + \chi_1^4 \\ &\dots \end{aligned} \quad (11).$$

Необходимо также сказать, что A и E в (10) - это соответственно асимметрия и эксцесс ФПВ, кроме того для гауссова процесса данные коэффициенты равны нулю. Непосредственно для практического применения, раскрываемого в исследовании, наиболее важна функция плотности вероятности полученной. Согласно закона Эджворта (12), путем обратного преобразования

Фурье от (9) получим:
$$W_{aG_{\xi}}(u) = W_{G_{\xi}}(u) + \sum_{k=3}^{\infty} (-1)^k \frac{\chi_k}{k!} W_{G_{\xi}}^{(k)}(u) \quad (12).$$

На основании (12) которых эмпирическим путем предлагается аппроксимация закона распределения отсчетов РС модельной функцией 3-го

порядка (13). Кроме того выражение 12 показывает, что закон распределения РС - $U(t)$ стремится к нормальному распределению:

$$W_{aG_\varepsilon}(u) = W_{G_\varepsilon}(u) - \frac{\chi_3}{3!} W_{G_\varepsilon}^{(3)}(u) \quad (13).$$

В работах [8-15] показана оптимальность представления и полнота описания стационарного сигнала конечной мощности совокупностью центральных моментов, кумулянтов, а также немаловажно, набором полиспектров (14), т.е. согласно выражений 13 и 14 для анализа РС целесообразно использовать оценку совокупности спектра и биспектра, которые несут себе более полную и «открытую» информацию о РС, нежели только одномерный Фурье – спектр:

$$A_2(w), A_3(w_1, w_2), A_4(w_1, w_2, w_3), \dots, A_n(w_1, \dots, w_n) \quad (14).$$

В практике полиспектрального анализа более известен метод косвенного получения биспектра путем прямого преобразования Фурье от тройной автокорреляционной функции $R_U(a, b)$ (ТАКФ), раскрывающее физическое значение бикорреляции, описывающей в статистическом смысле сечение случайного процесса (СП) по кумулянту 3-го порядка – асимметрии (для случая эргодического СП по конкретной K – выборке) (15):

$$R_U(a, b) = \left\langle \sum_{k=0}^{K-1} U[kT]U[(k+a)T]U[(k+b)T] \right\rangle_K \quad (15).$$

Как и классическая функция автокорреляции (16), которая отличается свойством симметрии вида (17):

$$R_U(a) = \left\langle \sum_{k=0}^{K-1} U[kT]U[(k+a)T] \right\rangle_K, \quad R_U(a) = R_U(-a) \quad (17).$$

ТАКФ также обладает следующими важными для практики свойствами симметрии (18):

$$R_U(a, b) = R_U(b, a) = R_U(b-a, -a) = R_U(a-b, -b) = R_U(-a, b-a) \quad (18).$$

По определению, сформулированному в фундаментальных работах по полиспектральному анализу [1,7], биспектр – это преобразование Фурье от ТАКФ (19):

$$\dot{B}_U(p, q) = \sum_{a=-K+1}^{K-1} \sum_{b=-K+1}^{K-1} \left\langle \sum_{k=0}^{K-1} U[kT]U[(k+a)T]U[(k+b)T] \right\rangle_K \exp[-j2\pi(ap + bq)] \quad (19),$$

где биспектр – это комплексная функция двух частотных переменных (20):

$$\dot{B}_U(p, q) = |\dot{B}_U(p, q)| \exp[j\gamma_U(p, q)] \quad (20),$$

где $|\dot{B}_U(p, q)|$ - биамплитуда, $\gamma_U(p, q)$ - бифаза.

Для повышения устойчивости оценок биспектра применим оконную функцию $W(a, b)$, а также с учетом симметрии ТАКФ и биспектра (19) преобразуем в (21):

$$\dot{B}_U(p, q) = \sum_{a=0}^{K-1} \sum_{b=0}^{K-1} \left\langle \sum_{k=0}^{K-1} U[kT]U[(k+a)T]U[(k+b)T] \right\rangle_K W(a, b) \exp[-j2\pi(ap + bq)] \quad (21).$$

В работах [1,7] приводятся основные свойства биспектра, такие как:

- 1) биспектр – периодическая функция с периодом, равным 2π (22);

2) биспектр – это симметричная функция на биспектральной плоскости (плоскости двух независимых частотных переменных p и q) (23), (рис. 6)

$$\dot{B}_U(p, q) = \dot{B}_U(p + 2\pi, q + 2\pi) \quad (22),$$

$$\begin{aligned} \dot{B}_U(p, q) &= \dot{B}_U(q, p) = \dot{B}_U(-q, -p) = \dot{B}_U(-p, -q) = \dot{B}_U(-p - q, q) = \\ &= \dot{B}_U(p, -p - q) = \dot{B}_U(-p - q, p) = \dot{B}_U(q, -p - q) \end{aligned} \quad (23),$$

3) анализ (23) показывает, что для полного описания биспектра на биспектральной плоскости достаточно определить биспектр в ограниченной треугольной области: $q \geq 0, p \geq q, p + q \leq R$ (рисунок 6), т.е. зная значения биспектра в одной из областей симметрии легко восстановить его и в других областях, что, несомненно, дает выигрыш во времени, затрачиваемого на обработку РС.

4) В работах [1,3,7,10,12,15] также показана прямая взаимосвязь между биамплитудой и амплитудным Фурье-спектром, а также взаимосвязь бифазы и фазового Фурье-спектра (24,25)

$$|\dot{B}_U(p, q)| = |A_U(p) \dot{A}_U(q) \dot{A}_U(p + q)| \quad (24),$$

$$\gamma_U(p, q) = \varphi_u(p) + \varphi_u(q) - \varphi_u(p + q) \quad (25).$$

Свойства, показанные (24,25), широко применяются в итерационных алгоритмах восстановления сигнала по оценке биспектра, а также непосредственно при прямом методе получения значений биспектра сигнала из Фурье – спектра.

Оценка биспектра есть результат усреднения по ансамблю реализаций случайного процесса (СП), однако при рассмотрении РС как эргодического процесса дает возможность перейти к вычислению биспектра по конкретной M – реализации СП, кроме того усредненной по конкретной выборке Z_Σ в

$$\text{биспектральной области (26): } \dot{B}_U(p, q) = \left\langle \dot{B}_S^{(m)}(p_r, q_r) \right\rangle_{Z_\Sigma} + \left\langle \dot{B}_N^{(m)}(p_r, q_r) \right\rangle_{Z_\Sigma} \quad (26),$$

причем второй член (26) описывает влияние помехи, состоящей из семи помеховых членов (27):

$$\begin{aligned} \left\langle \dot{B}_N^{(m)}(p_r, q_r) \right\rangle_Z &= A_S(p_r) A_S(q_r) N_k(p_r + q_r) e^{-j r^{(k)} p_r} + \\ &+ A_S(p_r) A_S(p_r + q_r) N_k(q_r) e^{j r^{(k)} q} + \\ &+ A_S(q_r) A_S(p_r + q_r) N_k(p_r) e^{j r^{(k)} p_r} + \\ &+ A_S(p_r) N_k(q_r) N_k(p_r + q_r) e^{-j r^{(k)} p_r} + \\ &+ A_S(q_r) N_k(p_r) N_k(p_r + q_r) e^{-j r^{(k)} q_r} + \\ &+ A_S(p_r + q_r) N_k(p_r) N_k(q_r) e^{j r^{(k)} (p_r + q_r)} + \\ &+ N_k(p_r) N_k(q_r) N_k(p_r + q_r) \end{aligned} \quad (27).$$

В условиях «стандартного» зашумления, т.е. в случае помехи, представляющей собой процесс вида белого шума с нулевым средним значением, биспектр искаженного РС примерно равен биспектру сигнала речи (СР), так как *статистики высоких порядков гауссовых процессов стремятся к нулю*, что дает возможность устранить шумоподобные компоненты из анализируемого сигнала.

Если же сигнал помехи отличается либо по уровню среднего значения, либо по своему распределению от нормального закона, то применение такого подхода укажет на факт наличия зашумления полезного сигнала, при этом получение биспектральных оценок зашумленного сигнала даст возможность эффективно провести очистку речи от него. Исходя из этого, необходимо более точно описывать статистические свойства РС, дающие в приближенной степени реальное описание случайного процесса.

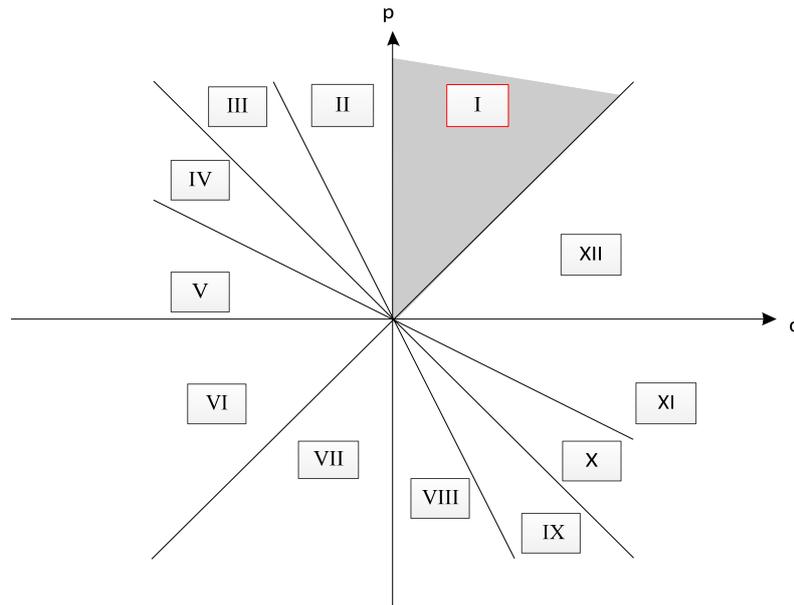


Рис 6. На сегодняшний момент алгоритмы спектрального вычитания обладают следующими недостатками [4,5,6,11,14]:

- а) Необходимость обнаружения явного факта паузы в обрабатываемом РС для оценки и расчета уровня помехи;
- б) Аппроксимация закона распределения сигнала помехи нормальным законом;
- в) Пренебрежение влиянием помехи на фазовый спектр сигнала;
- в) Появление после спектрального вычитания в реконструированном РС искажений, известных как «музыкальные тона».

Основным предположением, которое используется в современных алгоритмах, является то, что уровень помехи в паузе сигнала равен аддитивному воздействию помехи на сам сигнал на активном участке (28,29):

$$A_N^{pause}(j\omega) = A_N^{aktiv}(j\omega) \quad (28), \quad A_U^{aktiv}(j\omega) = A_S^{aktiv}(j\omega) + A_N^{aktiv}(j\omega) \quad (29).$$

В связи, с чем сильно возрастает зависимость данных алгоритмов от самого факта правильного обнаружения паузы, который наглядно можно представить на рисунке 7:

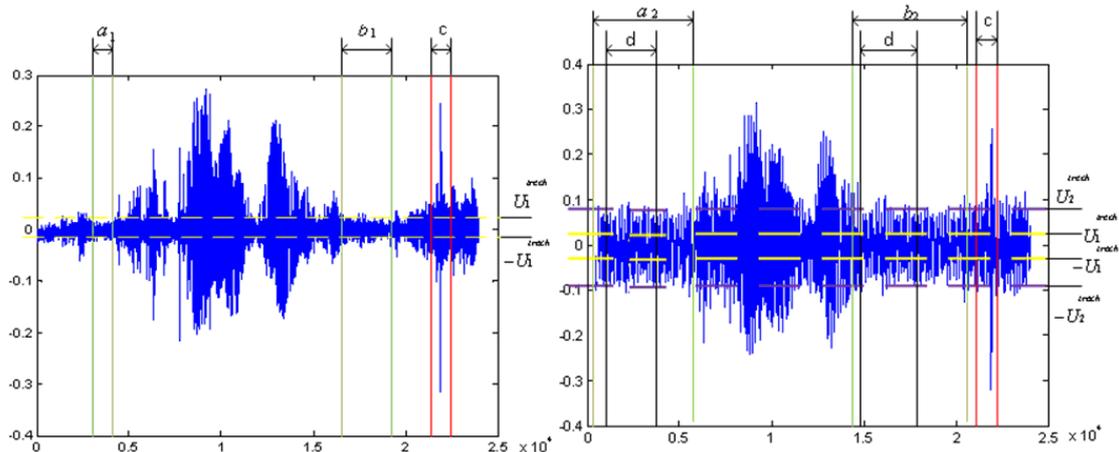


Рис. 7 Анализ данного рисунка можно представить следующим образом:

7а) поиск паузы при слабом зашумлении, основным классификационным признаком сегментации служит интервальная оценка от $-U_1$ до U_1 пороговой амплитуды, при выполнении условия (30) отсчету $U(kT)$ присваивается признак паузы $\rho_k = 1$, в противном случае 0.

Тогда суммарный коэффициент (31) показывает суммарное количество отсчетов, удовлетворяющих пороговому условию (32), вследствие чего очевидно появление в оценке порогового значения ρ_Σ^{trech} , зависящего от количества отсчетов в сегменте обрабатываемого РС, тогда при выполнении условия (32) сегмент определяется как пауза.

$$\left| U(kT) \right| \leq U_1 \quad (30), \quad \rho_\Sigma = \sum_{k=1}^K \rho_k \quad (31), \quad \rho_\Sigma \geq \rho_\Sigma^{trech} \quad (32)$$

В работах [6,11,14] показаны решения по адаптации порогового значения U_1 выражения 30: U_2 , получаемого путем увеличения U_1 выражения 30:

7б) значительное увеличение U_2 ведет к увеличению участков a_1, b_1 до

размера участков a_2, b_2 , что, несомненно, влечет за собой ошибку первого рода, когда активные составляющие обрабатываемого РС (участки d) будут ошибочно идентифицированы как сегменты пауз, что приводит в конечном случае к ошибочной оценке шумового воздействия.

Исходя из этих недостатков, в работах [6,13,14] предложены решения поиска сегмента паузы как во временной области РС, основанные на подсчете количества знакоперемен на сегменте μ_Σ (33,34) относительно амплитудной точки 0, основанные на предположении о шумовом воздействии как о гауссовом процессе, так и в спектральной области путем нахождения мгновенной энергии сегмента сигнала E_m (35,36):

$$\mu - \varepsilon \leq \mu_\Sigma \leq \mu + \varepsilon \quad (35),$$

$$\mu \cong \frac{K}{2} \quad (36).$$

Отметим, что пороговое значение $\mu^{\pm trech}$ зависит от K - количества отсчетов в сегменте РС ε - параметр, характеризующий некий доверительный интервал.

$$E_m = \sum_{m=0}^{K-1} U^2(mT) \quad E_m \leq E_m^{trech} \quad (36), \quad (35),$$

E_m^{trech} - пороговое значение по мгновенной мощности, определяемое, как правило, эмпирическим путем.

Тогда при выполнении условий (33,36) сегмент определяется как пауза. В случае шумового воздействия высокой энергетики или в случае помехи представляющей собой процесс негауссова вида (2), например, импульсная помеха, способы, основанные на подсчете μ_{Σ}^{\pm} и E_m , которые в свою очередь основываются на нормальном законе распределения шумового воздействия, дают неточную оценку уровня шумового воздействия, вследствие чего сегмент паузы определяется неточно или вообще не определяется.

Поэтому в условиях сложной помеховой обстановки (1,2), (рисунок 7б)), когда средний уровень временной последовательности обрабатываемого РС превышает U_1^{trech} , и E_m значительно превышает E_m^{trech} (увеличение которого приводит к ошибке определения активного шумового сегмента как сегмента паузы) явно показывают недостатки существующих способов шумоподавления и позволяют сделать вывод, что сам процесс поиска только во временной и спектральных областях является слабо приспособленным к шумовому воздействию высокого уровня.

Как видно из выражений (26,27) даже в случае шумового воздействия высокой энергетики, распределенного по нормальному закону, обрабатываемый РС достаточно легко разделяется на СР $B_S(p, q)$ и сигнал помехи $B_N^{aktiv}(p, q)$, в случае же сложной помеховой обстановки определение в паузе обрабатываемого РС – $U(kT)$ биспектра шумового воздействия $B_U^{pause}(p, q)$ согласно (37,38), основываясь на тех же принципах, что и (29,30), возможно проведение шумоподавления в обрабатываемом РС:

$$B_U^{pause}(p, q) = B_N^{aktiv}(p, q) \quad (37), \quad B_S(p, q) = B_U^{aktiv}(p, q) - B_N^{aktiv}(p, q) \quad (38).$$

Недостатки существующих способов шумоподавления на основе спектрального вычитания в предложенной математической модели во многом устранены, так как произведен уход от нормального закона распределения шумового воздействия, что дает нам возможность работать, в первую очередь, «негрубо» со всей спектральной плотностью мощности, а конкретно с каждой биспектральной компонентой, кроме того согласно (25) все фазовые связи в обрабатываемом РС сохраняются, что, несомненно, даст выигрыш и в такой характеристике как узнаваемость диктора.

Основываясь на вышеописанном, можно сделать вывод о повышении помехозащищенности информационных систем от угрозы утери информации в случае непреднамеренного шумового воздействия высокой энергетики, что приводит к повышению безопасности информационных технологий в целом.

Литература:

- 1) Важинский В.Н. , Тетерин В.В., Корреляционная функция третьего порядка и биспектр в задачах обработки сигналов, ОМП, 1991, №4, с. 4 – 14..
- 2) Тихонов А.Н., Арсенин В.Я., Методы решения некорректных задач, М.: Наука, 1986, 132 с.
- 3) Тоцкий А.В., Астола Я., Восстановление сигналов по оценкам биспектров в присутствии гауссовых и негауссовых помех, Зарубежная радиоэлектроника, 2002, №11, с. 44 – 58.
- 4) Рабинер Л., Шафер Р. Цифровая обработка речевых сигналов. М.: Радио и связь, 1981, 97 с.
- 5) Чучупал В.Я., Чичагов А.С., Маковкин К.А. Цифровая фильтрация зашумленных речевых сигналов. Вычислительный центр РАН Москва, 1998. 52 с.
- 6) Покровский Н.Б. Расчет и измерение разборчивости речи. М.: связыздат, 1962.
- 7) Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов. // ТИИЭР, 1987, Т.75, №7, с.5-30.
- 8) Бочков Г.Н., Ефремов Г.Ф. Нелинейные флуктуационно-диссипационные соотношения и стохастические модели. Учебное пособие - Горький: Изд-во Горьк. ун-та. 1980.
- 9) Малахов А.Н. Кумулянтный анализ негауссовых случайных процессов и их преобразований. – М.: Сов.Радио. 1978.
- 10) Zhang Ji-Wu, Zheng Chong-Xun, And Xie Au, Bispectrum Analysis Of Focal Ischemic Cerebral EEG Signal Using Third-Order Recursion Method, IEE Trans. Biomedical Engineering, Vol. 47, No. 3, March 2000, pp 707 – 721.
- 11) Astola J., Heinonen P., and Neuvo Y., On root structures of median and median-type filters, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-35, Aug. 1987, pp. 1199 – 1201.
- 12) Bartelt H., Lohman A. W., and Wirtitzer B., Phase and amplitude recovery from bispectra, Applied Optics, vol. 23, Sept. 1984, pp. 3121–3129.
- 13) Huber P.J., Kleiner B., Gasser T., Dumermuth G. “Statistical Methods for Investigating Phase Relations in Stationary Stochastic Processes.// IEEE Trans. Audio and Electroacoust. AU-19, 1971, No. 1, pp.78-86.
- 14) Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложение / Пер. с англ. М.: Мир, 1990.
- 15) Бочков Г.Н., Горохов К.В. Способ синтеза биспектрально - организованных сигналов.//Письма в ЖТФ, 1995, Т.21, В.16, с.27-32.

Работа поступила 25.04.2014, опубликовано по положительной рецензии д.т.н. Иванова А.И.