

ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ФРАКТАЛЬНОГО ПОДХОДА ДЛЯ СОЗДАНИЯ КОМПЛЕКСА АППАРАТУРЫ КОНТРОЛЯ ПОДЛИННОСТИ ЦИФРОВЫХ ФОНОГРАММ ПРИ ЭКСПЕРТИЗЕ МАТЕРИАЛОВ И СРЕДСТВ ЦИФРОВОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

О.В. Рыбальский, В.И. Соловьев, В.В. Журавель

Национальная академия внутренних дел,
пл. Соломянская, 1, Киев, 03056, Украина; e-mail: rybalsky_ol@mail.ru

Показан фрактальный характер оцифрованного аналогового сигнала при записи информации на аппаратуре цифровой звукозаписи и фрактальный характер проявлений паразитных параметров такой аппаратуры, фиксируемых в информационных сигналах и сигналах шумов, записываемых на цифровых носителях. При этом показано, что малая величина этих проявлений требует применения чувствительных методов анализа. Показано, что, учитывая мультифрактальность этих проявлений, такой подход обеспечивает необходимую точность анализа и является наилучшим решением задачи создания требуемого инструментария проведения экспертиз материалов и средств цифровой звукозаписи.

Ключевые слова: аппаратура цифровой звукозаписи, аналого-цифровое преобразование, паразитные параметры аппаратуры записи, цифровая фонограмма, фрактальность

Введение

При разработке комплекса аппаратуры для контроля оригинальности и подлинности цифровых фонограмм (ЦФ), предназначенной для проведения экспертиз материалов и средств цифровой звукозаписи, после проведенного анализа концептуально был выбран фрактальный подход к созданию такого экспертного инструментария. *Цель* статьи – показать теоретическое обоснование выбора такого подхода к созданию необходимой аппаратуры.

Основная часть

Известно, что аналоговый сигнал (АС) представленный, например, как $s(t) = A_m \cos \omega_0 t$, после прохождения через систему аналого-цифро-аналогового преобразования (АЦАП) записывается в виде соотношения

$$s(t) = \sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t-nT}{T}\right) A_m \cos \omega_0(nT), \quad (1)$$

где n – номер выборки, T – период дискретизации входного аналогового сигнала [1].

Этот сигнал, по своей сути является сигналом, присутствующим на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП) аппаратуры цифровой звукозаписи (АЦЗЗ) после прохождения тракта записи-воспроизведения информации при прямой импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) исходного АС. Не рассматривая процессы записи и воспроизведения сигнала на носитель (считая их идеальными и не вносящими дополнительных искажений в исходный сигнал), рассмотрим процесс прохождения сигнала в системе АЦАП более подробно. Цель такого рассмотрения – определение характера искажений, вносимых в сигнал на выходе АЦЗЗ при прохождении в системе АЦАЦ.

Известно, что в процессе преобразования аналогового сигнала в цифровую форму он подвергается процессу дискретизации во времени и квантования по уровню. Для дискретизации звуковых сигналов применяется устройство выборки и хранения (УВХ) [1].

Таким образом, если рассматривать сигнал на выходе системы АЦАП с точностью до $\pm 1/2$ младшего разряда квантования (МР), то саму систему АЦАП можно представить (согласно с известным методом [2–4]), как линейную систему, к которой прибавляются шумы квантования, как это представлено на рис. 1, где $\eta(t)$ – шумы квантования по уровню, $x^*(t)$ – сигнал на выходе УВХ, $y(t)$ – сигнал на выходе квантователя.

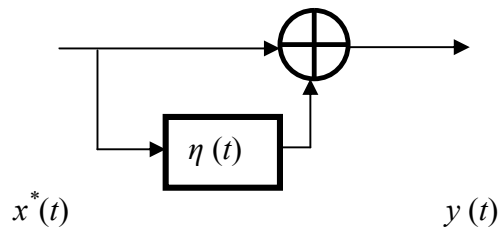


Рис. 1. Представление АЦАП, как линейной системы

Предложенный подход позволяет рассматривать систему АЦАП как линейное устройство, подчиняющееся принципу «суперпозиции».

Для определения искажений АС, происходящих в системе АЦАП в работе [3] был предложен подход к аналитическому описанию происходящих в такой системе процессов. Этот подход позволил получить необходимые соотношения, описывающие процессы в рассматриваемой системе. Воспользуемся этими соотношениями для описания искажений АС, определяемых процессами дискретизации и квантования.

Оператор действия УВХ

$$x^*(t) = L\{x(t)\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(nT)\varphi(t-nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi(t-nT) \times \int_{-\infty}^{\infty} x(t')\delta(t'-nT)dt', \quad (2)$$

где

$$\varphi(t) = \text{rect}\left[\frac{t-T/2}{T}\right],$$

а

$$\varphi(t-nT) = \text{rect}\left[\frac{t - \frac{(2n+1)T}{2}}{T}\right],$$

где n – номер выборки дискретизированного АС, T – период дискретизации [3].

Из (2) следует, что УВХ – линейное устройство и может быть рассмотрено в частотной области.

Найдем передаточную функцию УВХ в частотной области [3]. Сигнал $x^*(t)$ на его выходе определится выражением

$$x^*(t) = L\{x(t)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\varphi(t - nT), \quad (3)$$

а передаточная функция определится прямым преобразованием Фурье входного и выходного процессов УВХ

$$X^*(j\omega) = Sa\left(\frac{\omega T}{2}\right) e^{-j\frac{\omega T}{2}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X\left(\omega - l\frac{2\pi}{T}\right), \quad (4)$$

где $X^*(j\omega)$ и $X(j\omega)$ – спектры выходного и входного процессов соответственно, l – номер отсчета при дискретизации, $T = 2\pi / \omega_s$ – период дискретизации.

Для обобщенного определения спектра сигнала на выходе системы, показанной на рис. 1 необходимо также определить спектр погрешности квантования.

Известно, что сигнал на выходе квантователя является суммой входного сигнала и шумов квантования, т.е.

$$x_q(t) = x(t) + z(t), \quad (5)$$

где $x(t)$ – сигнал на входе квантователя, $z(t)$ – шум квантования.

При этом ошибка квантования функционально связана со значением преобразуемого сигнала $x(t)$, т.е. она определяется как

$$z(t) = \psi[x(t)] = kq - x \text{ при } kq - 0.5q \leq x \leq kq + 0.5q, \quad (6)$$

где k – номер интервала квантования, q – шаг квантования [4].

Используя периодичность $\psi[x(t)]$, эту функцию можно разложить в ряд Фурье

$$\psi(x) = \sum_{i=1}^{\infty} b_i \sin\left(i\frac{2\pi}{q}x\right), \quad (7)$$

где i – номер гармоники, а

$$b_i = -\frac{2}{q} \int_{-0.5q}^{0.5q} x \sin\left(i\frac{2\pi}{q}x\right) dx = -\frac{4}{q} \int_0^{0.5q} x \sin\left(i\frac{2\pi}{q}x\right) dx = \frac{q}{i\pi} (-1)^i. \quad (8)$$

Исходя из результатов разложения, ошибка квантования

$$z(t) = \psi[x(t)] = \frac{q}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sin\left(i\frac{2\pi}{q}x(t)\right). \quad (9)$$

При подаче на вход квантователя уровня (КУ) гармонического воздействия $x(t) = A_m \cos(\omega_0 t)$ погрешность квантования на его выходе будет

$$z(t) = \psi[\tilde{x}(t)] = \frac{q}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sin\left(i \frac{2\pi}{q} \tilde{x}(t)\right) = \frac{q}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sin\left(\frac{2\pi i A_m \cos \omega_0 t}{q}\right). \quad (10)$$

Воспользуемся известным соотношением [5]:

$$\sin(x \cos \varphi) = 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m-1}(x) \cos(2m-1)\varphi, \quad (11)$$

где $x = \frac{2\pi i A_m}{q}$, $\varphi = \omega_0 t$.

Тогда шум квантования

$$\begin{aligned} z(t) &= \frac{2q}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m-1} J_{2m-1}\left(\frac{2\pi i A_m}{q}\right) \cos[(2m-1)\omega_0 t] = \\ &= \frac{2q}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} F_m \cos(2m-1)\omega_0 t, \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$F_m = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+m-1}}{i} J_{2m-1}\left(\frac{2\pi i A_m}{q}\right), \quad (13)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$ – порядок функции Бесселя.

Спектр шума квантования при гармоническом воздействии на входе квантователя получается путем воздействия на шум квантования гармонического сигнала оператором прямого преобразования Фурье, т.е.

$$S_z(j\omega) = 2q \sum_{m=1}^{\infty} F_m \{\delta[\omega - (2m-1)\omega_0] + \delta[\omega + (2m-1)\omega_0]\}. \quad (14)$$

Учитывая, что сигнал на входе КУ $x(t) = A_m \sin \omega_0 t$, в соответствии с [3] получаем в результате прохождения входного сигнала через квантователь в выходном сигнале системы новые гармонические составляющие, т.е.

$$z(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \sin \omega_i t, \quad (15)$$

где $\omega_i = i\omega$, т.е. частоты гармоник шума квантования кратны частоте входного сигнала.

Тогда (см. рис. 1) сигнал на выходе квантователя

$$x_q^*(t) = A_m \sin \omega t + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \sin \omega_i t = A_m \sin \omega_0 t + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \sin i \omega_0 t = \sum_{n=1}^{\infty} b'_n \sin n \omega_0 t, \quad (16)$$

где

$$b'_i = \begin{cases} b'_i & \text{при } i \geq 2 \\ b_1 + A_m & \text{при } i = 1 \end{cases} \text{ и } b'_{-i} = -b'_i.$$

Воздействуя на обе части равенства (16) оператором прямого преобразования Фурье, получаем спектр сигнала на выходе КУ

$$X_q^*(j\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i' \int_{-\infty}^{\infty} \sin \omega_0 it \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{\pi}{j} \sum_{i=1}^{\infty} b_i' [\delta(\omega - i\omega_0) + \delta(\omega + i\omega_0)]. \quad (17)$$

Учитывая (4) и (16) в случае гармонического воздействия $x(t)$ на вход системы АЦАП, спектр отклика определяется соотношением

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= Sa\left(\frac{\omega T}{2}\right) e^{-j\frac{\omega T}{2}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_q\left(\omega - l\frac{2\pi}{T}\right) = \\ &= Sa\left(\frac{\omega T}{2}\right) e^{-j\frac{\omega T}{2}} \left\{ \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_m \pi \left[\delta\left(\omega - l\frac{2\pi}{T} - \omega_0\right) + \delta\left(\omega - l\frac{2\pi}{T} + \omega_0\right) \right] + \right. \\ &\left. + 2q \sum_{m=1}^{\infty} F_m \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left[\omega - l\frac{2\pi}{T} - (2m-1)\omega_0\right] + \delta\left[\omega - l\frac{2\pi}{T} + (2m-1)\omega_0\right] \right\}, \end{aligned} \quad (18)$$

где l – номер отсчета при дискретизации, m – порядок функции Бесселя, q – шаг квантования.

Таким образом, при проведении операций дискретизации во времени и квантования по уровню, неизбежных в процессе преобразования АС в цифровую форму, возникают дополнительные частотные составляющие в спектре исходного сигнала и, следовательно, происходят искажения его формы.

Сигнал с частотой дискретизации в низкочастотной части спектра выходного дискретизованного и квантованного сигнала отсутствует. Вместе с тем, в его высокочастотной части будут присутствовать комбинационные суммарные и разностные частотные составляющие, определяемые частотой входного сигнала, частотой дискретизации во времени и частотой квантования по уровню. Таким образом, в спектре выходного сигнала будут присутствовать дополнительные частотные составляющие. При этом комбинационные частоты будут повторяться во всей полосе частот, занимаемой сигналом, а их уровень снижаться с ростом частоты. Это свидетельствует о мультифрактальном характере спектра сигнала, подвергнутого аналого-цифровому преобразованию, что вполне поясняется характером спектральной плотности для последовательности прямоугольных импульсов, которой описывается выборка сигнала при дискретизации [6].

Из соотношения (18) вытекает фрактальность оцифрованного аналогового сигнала, представленного во временной области. Достаточно просто посмотреть на статическую характеристику КУ (см. рис. 2), чтобы представить ступенчатость сигнала на выходе ЦАП, что и определяет фрактальность его характера.

Мультифрактальность структуры оцифрованного гармонического сигнала можно проиллюстрировать его ветвей портретами, выполненными с разной степенью детализации, что и показано на рис. 3. На этом рисунке видны ветвления сигнала при разных уровнях детализации, что говорит о его мультифрактальности после оцифровки при записи на АЦЗЗ.

Но сам факт мультифрактальности оцифрованного гармонического сигнала еще не является основанием для применения фрактального подхода для идентификационных и диагностических экспертных исследований АЦЗЗ и ЦФ, поскольку для их проведения необходимы идентификационные признаки аппаратуры записи, обладающие рядом свойств. К ним относятся строгая индивидуальность, фиксируемость в ЦФ, повторяемость и достаточность (в количественном смысле с точки зрения статистической представительности).

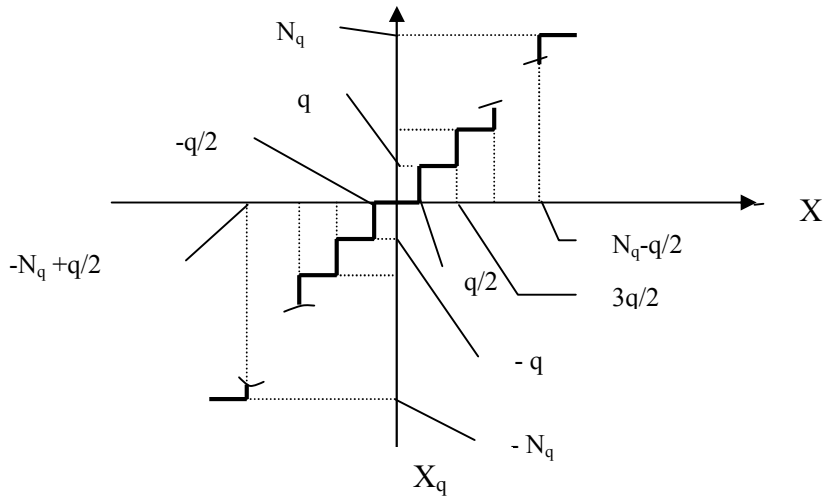
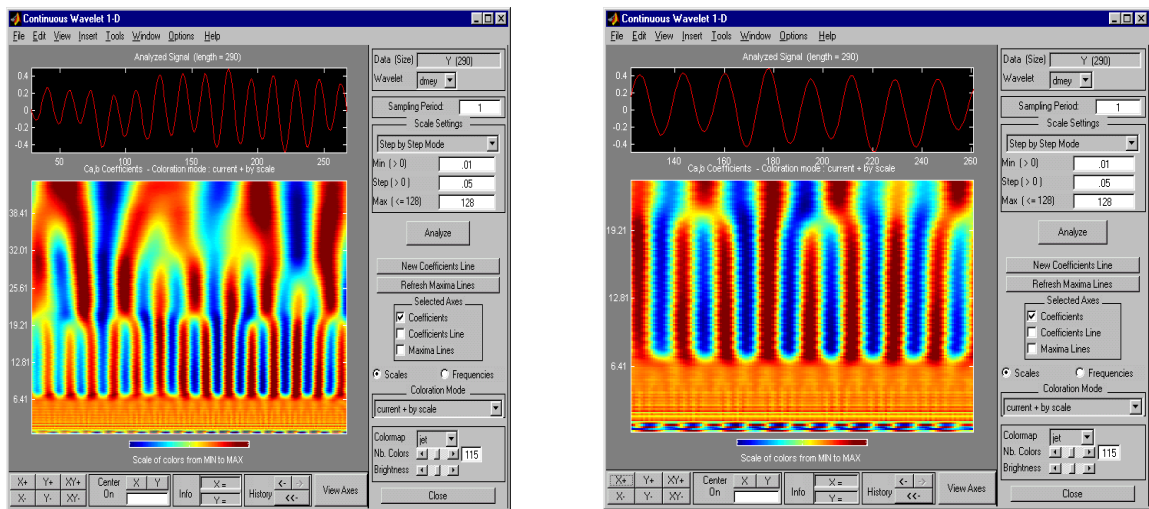


Рис. 2. Статическая характеристика квантователя по уровню



а

б

Рис. 3. Вейвлет-портрет модуля сигнала в паузе между речевыми сигналами, записанного и воспроизведенного при ЧД 8 кГц с 16-разрядной оцифровкой, полученный в программе MatLab: а – при малой детализации; б – при увеличении детализации

Такими свойствами обладают некоторые паразитные параметры АЦЗЗ и, в частности, паразитные параметры отдельных узлов аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и ЦАП.

К таким узлам относятся матрицы КУ, источники опорного напряжения и операционные усилители, входящие, как в АЦП любого типа, так и в ЦАП.

Общая погрешность АЦП, в которую обязательно входит КУ, можно определить, как

$$\bar{\delta}_{АЦП}^2 = \bar{\delta}_0^2 + \bar{\delta}_{дш}^2 + \bar{\delta}_q^2, \quad (19)$$

где $\bar{\delta}_0^2 = \frac{\Delta_0^2}{U_{on}^2}$ – средний квадрат статической погрешности АЦП, определяемой нестабильностью во времени и температуре его элементов, собственными шумами

аналоговых узлов, неточностью технологического изготовления отдельных узлов, в частности квантователя;

$$\bar{\delta}_{\text{дин}}^2 = \frac{\Delta_{\text{дин}}^2}{U_{\text{ол}}^2} - \text{дисперсия динамической погрешности АЦП};$$

$$\bar{\delta}_q^2 = \frac{q^2}{12} - \text{дисперсия погрешности квантования по уровню (для равномерно}$$

распределенной случайной величины);

$U_{\text{он}}$ – значение опорного напряжения АЦП [7].

Проанализируем эти погрешности, с точки зрения возможности их использования в экспертизе при проведении идентификационных исследований АЦЗЗ и проверки подлинности ЦФ.

Динамическая погрешность не представляет для нас интереса по двум причинам:

- во-первых, в АЦП, использующем УВХ, такая погрешность практически отсутствует (а именно такие АЦП и применяются в АЦЗЗ и звуковых картах компьютеров);

- во-вторых, ее невозможно определить в проверяемой фонограмме, ибо неизвестна исходная форма входного сигнала до его преобразования.

Не интересен для нас и средний квадрат погрешности квантования по уровню, поскольку он определяется только значением МР преобразования.

Но статическая погрешность АЦП, да и ЦАП, включающая в себя технологические неточности изготовления КУ, представляет интерес для экспертных исследований [1; 2]. Поэтому ее следует подробно проанализировать. Среди погрешностей АЦП, относящихся к СХ КУ, которые потенциально могут быть использованные при экспертизе, относятся лишь две, а именно:

- *дифференциальная нелинейность* $\delta_{\text{лд}}$ статической характеристики (ДНСХ) т.е. отклонение разности двух аналоговых сигналов, которые отвечают соседним значениям кода, от значения единицы МР. Измеряется в процентном отношении от максимального значения преобразуемого сигнала, т.е. от значения $U_{\text{он}}$. Превышение $\delta_{\text{лд}}$ значения ± 1 МР приводит к немонотонности статической характеристики преобразования;

- *немонотонность статической характеристики* (НСХ) $\delta_{\text{нм}}$ преобразования – т.е. неидентичность знака приращения мгновенных значений изменения входного и выходного сигналов КУ хотя бы на одном из уровней квантования [7].

Эти неточности изготовления показаны на рис. 4.

С точки зрения возможности выявления при экспертизе интерес представляют и НСХ, и ДНСХ КУ [1; 2].

Рассмотрим искажения сигнала, происходящие из-за НСХ, при квантовании сигналов по уровню в АЦП и обратном преобразовании в ЦАП на примере наиболее характерных схем АЦП и ЦАП, стандартно используемых в АЦЗЗ и компьютерах для ввода/вывода АС.

СХ КУ образуется за счет применения резистивной матрицы типа R–2R. На эту матрицу подается опорное напряжение от стабильного источника, в результате чего на ней происходит деление величины этого напряжения пропорционально суммарной величине сопротивлений ее резисторов. Эта величина зависит от состояния ключей, к которым подключены резисторы с сопротивлением 2R, определяемым значением двоичного кода величины преобразуемого сигнала [1; 2; 7]. Именно разброс величин сопротивлений резисторов матрицы R–2R и разброс величин сопротивлений открытых каналов ключей, управляемых двоичным кодом, приводит к возникновению ДНСХ и НСХ преобразователя.

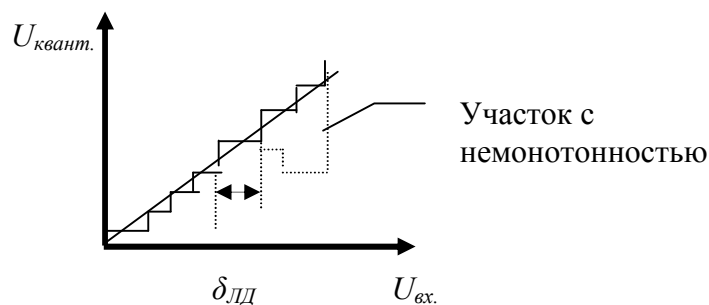


Рис. 4. Участки статической характеристики преобразования КУ с дифференциальной нелинейностью и немонотонностью

Этот разброс значений сопротивлений имеет индивидуальный характер и присутствует в каждом экземпляре АЦП и ЦАП. Поэтому величина интегральной предельной нелинейности характеристики преобразования (отклонения от прямой линии) всегда нормируется в АЦП и ЦАП и является их паспортной характеристикой. Она измеряется в процентах от диапазона входного (для АЦП) или выходного (для ЦАП) сигналов или в единицах МР и не должна превышать значения, определяемого классом преобразователя [1; 2; 7].

Проявление влияния НСХ и ДНСХ в выходных сигналах системы АЦАП выражается в возникновении в выходных сигналах искажений формы в виде всплесков или провалов. Они возникают на всех уровнях квантования, имеющих эти технологические отклонения, и поэтому могут присутствовать во всем диапазоне значений амплитуд преобразуемых сигналов, записываемых на ЦФ [2]. Поскольку таких уровней в любом КУ достаточно много, а их размещение на СХ преобразователя строго индивидуально, то создаваемые ими искажения могут служить идентификационными признаками АЦЗЗ. Проявление этих технологических дефектов во всем диапазоне величин уровней сигналов придает возникающим из-за них искажениям формы (а, следовательно, и спектра) сигналов мультифрактальный характер. К этим искажениям сигналов следует добавить флуктуационные изменения величины опорного напряжения и колебания нулевого уровня операционных усилителей, также носящих индивидуальный характер. Также на процесс передачи сигналов в АЦЗЗ влияют индивидуальные особенности работы усилителей, систем автоматической регулировки усиления, систем управления и т.п. вспомогательных узлов аппаратуры записи. Учитывая их малый уровень (для 16-разрядного АЦП прямой ИКМ они теоретически лежат в пределах минус 90-96 дБ), применение классических методов анализа (например, спектрального Фурье-анализа) неэффективны [2]. Поэтому выявление технологических неточностей изготовления и функционирования преобразователей (т.е. паразитных параметров АЦЗЗ), фиксируемых в ЦФ, требуют более чувствительных методов анализа. К таким методам относится фрактальный анализ, а характер проявления влияния паразитных параметров АЦЗЗ в выходных сигналах дает основания для применения фрактального подхода к построению аппаратуры для идентификационных и диагностических экспертных исследований материалов и средств цифровой звукозаписи.

Выводы

Показан фрактальный характер оцифрованного аналогового сигнала при записи звуковой информации на АЦЗЗ и фрактальный характер проявлений паразитных параметров аппаратуры записи, фиксируемых в информационных сигналах и сигналах шумов, записываемых на цифровых носителях. При этом показано, что малая величина этих проявлений требует применения чувствительных методов анализа. Учитывая

мультифрактальность этих проявлений, фрактальный подход является наилучшим решением задачи создания требуемого инструментария.

Список литературы

1. Рыбальский, О.В. Современные методы проверки аутентичности магнитных фонограмм в судебно-акустической экспертизе / О.В. Рыбальский, Ю.Ф. Жариков. – К. : Нац. акад. внутр. справ України, 2003. – 300 с.
2. Рыбальський, О. В. Застосування вейвлет-аналізу для виявлення слідів цифрової обробки аналогових і цифрових фонограм у судово-акустичній експертизі / О. В. Рибальський. – К. : Нац. акад. внутр. справ України, 2004. – 167 с.
3. Семенов, О.Б. О нелинейных искажениях при аналого-цифро-аналоговом преобразовании сигналов / О.Б. Семенов // Техника средств связи. – Серия Техника радиовещательного приема и акустика. – 1981. – Вып. 1. – С. 77–86.
4. Баранов, Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления / Л.А. Баранов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.
5. Воронцов, А.А. Специальные функции задач теории рассеяния: Справочник / А.А. Воронцов, С.Д. Мировицкая. – М.: Радио и связь, 1991. – 200 с.
6. Денисенко, А.Н. Теоретическая радиотехника: Справочное пособие Ч. 1: Детерминированные сигналы (методы анализа) / А.Н. Денисенко, О.А. Стеценко. – М.: Издательство стандартов, 1993. – 215 с.
7. Федорков, Б.Г. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи / Б.Г. Федорков, В.А. Телец, В.П. Дегтяренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 120 с.

ОБГРУНТУВАННЯ ЗАСТОСУВАННЯ ФРАКТАЛЬНОГО ПІДХОДУ ДЛЯ СТВОРЕННЯ КОМПЛЕКСУ АПАРАТУРИ КОНТРОЛЯ СПРАВЖНОСТІ ФОНОГРАМ ПРИ ЕКСПЕРТИЗІ МАТЕРІАЛІВ ТА ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ЗВУКОЗАПІСУ

О.В. Рибальський, В.І. Соловійов, В.В. Журавель

Національна академія внутрішніх справ,
пл. Солом'янська, 1, Київ, 03056, Україна; e-mail: rybalsky_ol@mail.ru

Показано фрактальний характер оцифрованого аналогового сигналу при запису інформації на апаратурі цифрового звукозапису та фрактальний характер проявів паразитних параметрів такої апаратури, що фіксуються в інформаційних сигналах і сигналах шумів, які записуються на цифрових носіях. При цьому показано, що мала величина цих проявів вимагає застосування чутливих методів аналізу. Показано, що, враховуючи мультифрактальність цих проявів, такий підхід забезпечує необхідну точність аналізу та є найкращим рішенням задачі створення необхідного інструментарію проведення експертизи матеріалів та засобів цифрового звукозапису.

Ключові слова: апаратура цифрового звукозапису, аналого-цифрове перетворення, паразитні параметри апаратури запису, цифрова фонограма, фрактальність

JUSTIFICATION OF FRACTAL APPROACH USING TO CREATE COMPLEX EQUIPMENT FOR CONTROL OF AUTHENTIC DIGITAL PHONOGRAMS AT THE EXAMINATION OF DIGITAL AUDIO MATERIALS AND TOOLS

O.V. Rybalsky, V.I. Solovyov, V.V. Zhuravel

National Academy of Internal Affairs,
1, Solomenskaya Sq., Kiev, 03056, Ukraine; e-mail: rybalsky_ol@mail.ru

Fractal character of the digitised analog signal at the record of information on the apparatus of digital record of sound and fractal character of displays of parasite parameters of such apparatus is shown, fixed in informative signals and signals noises recordable on digital carriers. It is thus shown that the small size of these displays requires application of sensible methods of analysis. It is shown that, taking into account the multifractal of these displays, such approach provides necessary exactness of analysis and is the best decision of task of creation of the required tool.

Keywords: apparatus of digital record of sound, digital phonogram, analog-digital transformation, parasite parameters of apparatus of record, fractal