

УДК 621.391.16

© А. А. Алексеев, В. А. Аладинский, В. К. Железняк, В. Ф. Комарович, С. В. Дворников

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ РЕВЕРБЕРАЦИИ

Предлагаются методы, расширяющие возможности существующих автоматизированных систем контроля параметров реверберации акустических сигналов, которые базируются на теории совместных частотно-временных представлений сигналов и помех. Приводятся основные аналитические соотношения для построения быстродействующих алгоритмов вычисления значений функций частотно-временных распределений энергии сигналов. Обсуждаются результаты теоретических и экспериментальных исследований возможностей предлагаемых методов. Демонстрируется существенное увеличение (примерно на порядок) скорости цифровой обработки акустических сигналов по сравнению с достаточно широко известными алгоритмами частотно-временного анализа на основе распределений "конусного" и "экспоненциального" типов.

ВВЕДЕНИЕ

В системах контроля [1] измерение параметров утечки информации часто связано с трудностями компенсации помех, возникающих при распро-

странении соответствующего физического поля. Так, для поля акустического сигнала характерным является помеха, связанная с известным эффектом реверберации (переотражением акустического сигнала в выделенном объекте) (рис. 1).

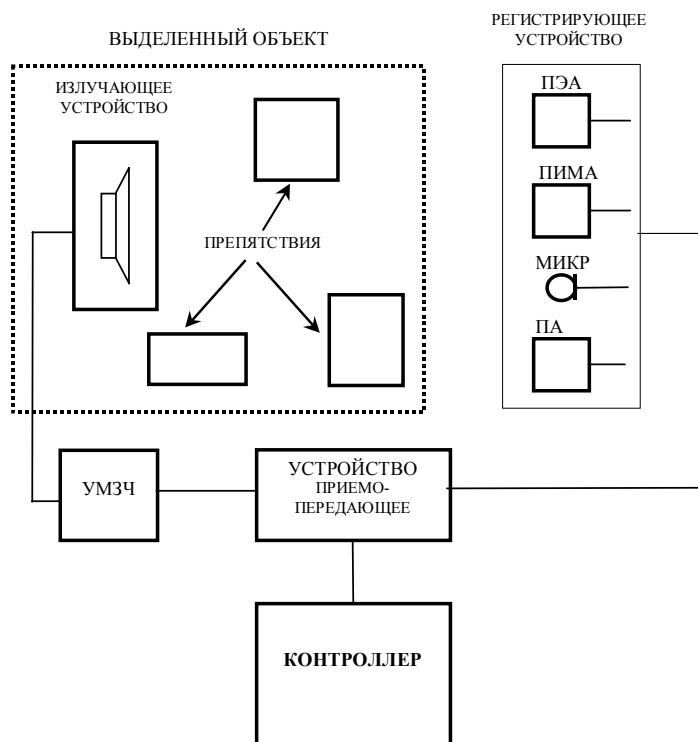


Рис. 1. Схема системы контроля интенсивности физических полей: УМЗЧ — усилитель мощности звуковой частоты, МИКР — микрофон, ПА — преобразователь вибрации акустической, ПИМА — преобразователь измерительный магнитный активный, ПЭА — преобразователь электрический активный

Повышение эффективности системы будем связывать с измерением параметров реверберации (характер переотражений, интенсивность, временные задержки и др.) и выдачей рекомендаций по ее компенсации. Однако предлагаемые методики оценивания параметров реверберации [1] имеют интегральный характер и не всегда приводят к удовлетворительным результатам. Поэтому в данной работе предлагаются методы повышения эффективности процедур обработки акустических сигналов, которые предназначены для преодоления указанных недостатков. Учитывая, что данные методы предназначены для использования в автоматизированных системах контроля каналов утечки речевой информации, необходимо решать также задачу синтеза эффективных в вычислительном плане соответствующих алгоритмов цифровой обработки сигналов.

Подробное описание схемы системы контроля, представленной на рис. 1, приведено в [2]. Остановимся на рассмотрении части схемы, связанной с приемом и обработкой акустических сигналов. Расположенные за пределами объекта датчики акустических полей преобразуют соответствующие сигналы в электрические, которые передаются на вход приемного устройства, где осуществляется обработка принимаемых колебаний. Цель обработки — определение степени их затухания при прохождении преград и вычисление по результатам измерений, характеризующих взаимодействие тестовых сигналов с препятствиями в выделенных объектах, параметров реверберации. При оценивании параметров реверберации на выходе узкополосного фильтра приемного устройства колебания будут затухать достаточно длительное время. Увеличение длительности отклика за счет реверберации может оказаться несущественным по сравнению с основным откликом. В результате точность оценивания будет снижаться. Нетрудно видеть, что проблема связана с использованием простых тестовых сигналов, представляющих собой гармонические колебания заданного уровня, частоты и длительности, а также применением классических методов их обработки. Естественное стремление к решению данной проблемы связано с усложнением структуры тестового сигнала, например с использованием сигналов линейной частотной модуляции (ЛЧМ) и применением более мощных процедур анализа [2]. В данной работе ограничимся рассмотрением методов совместного частотно-временного анализа, и в частности исследуем преобразование Вигнера, лучше всего приспособленного к исследованию структуры сигналов ЛЧМ [3, 4].

1. СИНТЕЗ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ КЛАССА ВИГНЕРА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Для оценивания параметров реверберации сигналов в автоматизированной системе контроля требуется создание эффективных программно-алгоритмических средств, и в частности адекватной тестовому ЛЧМ-сигналу процедуры обработки, использующей методы частотно-временного анализа, базирующиеся на преобразовании Вигнера [5]. Базовые алгоритмы, входящие в различные звенья этой системы, как правило, синтезируются по критерию максимума эффективной пропускной способности или вычислительной производительности. Они также определяют архитектуру специализированных процессоров, их реализующих. Известна особая роль, которую играет в базовых алгоритмах теория быстрых дискретных ортогональных преобразований Фурье (БПФ) [6]. Однако вопросы ее применения по отношению к конкретной задаче часто нуждаются в дополнительном исследовании.

Рассмотрим задачу синтеза быстрых алгоритмов анализа на основе интенсивно внедряемых в последнее время в теорию и практику обработки сигналов различных форм частотно-временных описаний, использующих понятие распределения Вигнера [7]. Распределение Вигнера рассматривается как мощный инструмент анализа сигналов. С его помощью появляется возможность проводить оценивание параметров, претерпевающих существенные изменения на интервале наблюдения сигнала, и получать оценки, устойчивые к изменениям помеховой обстановки в полосе анализа. Распределение Вигнера является базовым среди частотно-временных описаний второго порядка в смысле максимальной степени локализации сигнальной энергии в континууме точек мгновенных частот отдельных компонент в общем случае сложного (многокомпонентного) процесса [8].

В аналоговой форме распределение Вигнера описывается функцией вида:

$$p_W(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z_a\left(t + \frac{\tau}{2}\right) Z_a^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (1)$$

где $Z_a(t) = Z(t) + j\tilde{Z}(t)$ — аналитический сигнал, $Z(t)$ — действительный сигнал конечной энергии, $\tilde{Z}(t)$ — преобразование Гильберта от $Z(t)$, * — знак комплексного сопряжения.

Первая задача, которая возникает при переходе от аналоговых методов обработки к цифровым,

связана с заменой выражений частотно-временного анализа континуальных сигналов соответствующими выражениями анализа дискретизированного процесса, представленного конечным набором данных. Относительно распределения Вигнера главными процедурами цифровой обработки сигналов (ЦОС) являются дискретные преобразования Фурье и Гильберта. Вопрос о дискретном представлении сигналов рассматривался во множестве работ (например, [9, 10]). В них определяется различие между спектрами исходного сигнала и его дискретного прототипа. Это оказывается важным обстоятельством при изучении частотно-временных описаний и одновременно дает возможность проследить эволюцию представления сигналов, заданных на конечном интервале, от интеграла и ряда Фурье до дискретного преобразования Фурье (ДПФ). В результате последовательности преобразований аналогового сигнала $Z(t)$ в импульсный, ограничения интервала спектрального разложения T , перехода к дискретному времени получают форму для прямого ДПФ и обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ):

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Z(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}; \quad (2)$$

$$Z(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad (3)$$

где $\{e^{j2\pi kn/N}\}$ — базис дискретных экспоненциальных функций, $k, n = 0, 1, \dots, N-1$; $F(k)$ — спектр дискретизированного процесса $Z(n)$; N — число дискретных отсчетов сигнала на интервале наблюдения. При данном переходе формулируются требования к технике дискретизации сигналов. Определим эти требования, повторив процедуру перехода от континуальной формы описания (1) к дискретной для распределения Вигнера.

В процессе преобразования частотно-временных функций в дискретную форму они должны:

- получить простое представление,
- сохранить по возможности свойства распределений континуальных сигналов и
- иметь простые соотношения между континуальными и дискретными формами, которые получаются дискретизацией аналоговых сигналов.

Введем распределение Вигнера для функции с ограниченной полосой частот F_{\max} , то есть

$$F_a(f) = 0 \text{ для } |f| > F_{\max}. \quad (4)$$

Для нее распределение Вигнера также исчезает за пределами этой же полосы частот [11]:

$$p_W(f, t) = 0 \text{ для } |f| > F_{\max}. \quad (5)$$

Чтобы получить выражение $p_W(f, t)$ внутри рассматриваемого интервала частот, представим сигнал рядом Котельникова:

$$Z(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z(m \cdot \Delta t) \frac{\sin \left[\pi \left(\frac{t}{\Delta t} - m \right) \right]}{\pi \left(\frac{t}{\Delta t} - m \right)} \quad (6)$$

для $\Delta t \leq \frac{1}{2F_{\max}}$.

В силу ортогональности функций sinc

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{t}{\Delta t} - n \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{t}{\Delta t} - m \right) \cdot dt = \Delta t \cdot \delta_{nm}, \quad (7)$$

где δ_{nm} — символ Кронекера.

Можно преобразовать $p_W(f, t)$ следующим образом. Осуществим в (1) замену переменной $\tau/2$ на μ :

$$p_W(f, t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} Z_a^*(t - \mu) Z_a(t + \mu) e^{-j4\pi f \mu} d\mu. \quad (8)$$

Далее для $f = 0$ и $t = 0$ из (8) на основании (6) и (7) получим

$$\begin{aligned} p_W(0, 0) &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} Z_a^*(-\mu) Z_a(\mu) d\mu = \\ &= 2\Delta t \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_a(m \cdot \Delta t) Z_a^*(-m \cdot \Delta t). \end{aligned} \quad (9)$$

Воспользуемся известными свойствами сдвига сигналов и распределений по частоте и времени [7]. Исходный сигнал сдвинем по частоте и времени на величину f' и t' соответственно:

$$\hat{Z}_a(t) = Z_a(t + t') e^{-j2\pi f'(t+t')}. \quad (10)$$

Сигнал $\hat{Z}_a(t)$ занимает ограниченную полосу частот, которая больше F_{\max} и равна $F_{\max} + f'$. Следовательно, при использовании (9) требуется меньший период дискретизации

$$\Delta t' = \frac{1}{2(F_{\max} + f')}.$$

Тогда

$$\begin{aligned}
 p_{W_z}(0, 0) = p_{W_z}(f, t) &= 2\Delta t' \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_a(t' + m\Delta t') Z_a^*(t' - m\Delta t') e^{-j2\pi f'(t' + m\Delta t')} e^{j2\pi f'(t' - m\Delta t')} = \\
 &= 2\Delta t' \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_a(t' + m\Delta t') Z_a^*(t' - m\Delta t') e^{-j4\pi f' m\Delta t'}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

В принципе это означает, что для различных значений f' в (11) должны быть использованы различные скорости дискретизации. Однако в соответствии с (5) диапазон изменения f' ограничен: $|f'| \leq F_{\max}$. Следовательно, период дискретизации сигнала в (11) должен определяться неравенством $\Delta t' \leq \frac{1}{4F_{\max}}$. При переходе в (11) к дискретному времени и замене f' на f получим

$$\begin{aligned}
 p_W(f, n\Delta t') &= 2\Delta t' \times \\
 &\times \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z_a[(n+m)\Delta t'] Z_a^*[(n-m)\Delta t'] e^{-j4\pi f m\Delta t'}, \tag{12}
 \end{aligned}$$

где $\Delta t' \leq \frac{1}{4F_{\max}}$. Заметим, что по аналогии с (6), используя формулу интерполяции, можно восстановить значения распределения Вигнера:

$$p_W(f, t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_W(f, n\Delta t') \frac{\sin\left[\pi\left(\frac{t}{\Delta t'} - n\right)\right]}{\pi\left(\frac{t}{\Delta t'} - n\right)}. \tag{13}$$

Из (12) непосредственно следует, что $p_W(f/2, n\Delta t')$ представляется преобразованием Фурье последовательности

$$Z_a[(n+m)\Delta t'] Z_a^*[(n-m)\Delta t'],$$

которая должна рассматриваться как функция от m для фиксированного n . Если предположить теперь, что осуществляется преобразование Фурье последовательности ограниченной длительности, то соответствующая интерполяционная формула будет иметь вид [11]:

$$\begin{aligned}
 p_W(f/2, n\Delta t') &= \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{N-1} p_W(kf_M/2, n\Delta t') \frac{\sin[M\pi(f - f_M)]}{M \sin[\pi(f - f_M)]}, \tag{14}
 \end{aligned}$$

где $f_M = \frac{1}{M\Delta t}$ и $M = 2N - 1$. Здесь M берется бóльшим или равным длительности последовательности $2L - 1$. Для $Z_a[(n+m)\Delta t'] Z_a^*[(n-m)\Delta t']$ это означает, что $N \geq L - |n|$. Поэтому при определении p_W ограниченной по длительности последовательности достаточно определить отсчеты по формуле (14), которые с учетом (12) задаются выражением:

$$\begin{aligned}
 p_W\left(\frac{k}{2M\Delta t'}, n\Delta t'\right) &= \\
 &= 2\Delta t' \sum_{m=-N+1}^{N-1} e^{-j4\pi \frac{km\Delta t'}{2M\Delta t'}} Z_a[(n+m)\Delta t'] Z_a^*[(n-m)\Delta t'].
 \end{aligned} \tag{15}$$

Без потери общности в выражении (15) положим $\Delta t' = 1$, т.е. пронормируем полосу анализируемых частот. Тогда конечный результат запишется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 p_W\left(\frac{k}{2M}, n\right) &= \\
 &= 2 \sum_{m=-N+1}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{km}{M}} Z_a[(n+m)] Z_a^*[(n-m)],
 \end{aligned} \tag{16}$$

где $M = 2N - 1$. Правая часть равенства (16) интерпретируется как M -точечное ДПФ последовательности $Z_a[(n+m)] Z_a^*[(n-m)]$ для фиксированного n , где $k \in [-N+1, N-1]$. Последнее означает, что при вычислении p_W ограниченной последовательности данных достаточно вычислить одно ДПФ для каждого значения n в наборе данных. Сходство выражений (2) и (3) ДПФ и ОДПФ с выражением (16) позволяет рассчитывать на получение быстродействующих вычислительных форм для распределения Вигнера. Действительно, в частном случае, когда N есть степень числа два, при вычислении (2) и (3) могут быть использованы классические формы быстрых преобразований Фурье (БПФ). Вместе с тем непосредственное применение алгоритма БПФ наталкивается на трудности, связанные с различием выражений (2) и (16). Поэтому проведем над (16) ряд преобразований:

$$\begin{aligned}
 p_W\left(\frac{k}{2M}, n\right) &= \\
 &= 2 \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{km}{M}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)] + \\
 &+ 2 \sum_{m=-N+1}^{-1} e^{-j2\pi \frac{km}{M}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)].
 \end{aligned} \quad (17)$$

Во второй сумме выражения (17) изменим порядок и знак переменной суммирования:

$$\begin{aligned}
 p_W\left(\frac{k}{2M}, n\right) &= \\
 &= 2 \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{km}{M}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)] + \\
 &+ 2 \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{km}{M}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)] - 2|Z_a(n)|^2.
 \end{aligned} \quad (18)$$

Кроме того, проведем соответствующие преобразования над показателями экспонент.

Допустим, $M = 2N > 2N - 1$. Тогда

$$e^{-(j2\pi km)/(2N)} = e^{-j2\pi(k/2)m/N}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned}
 p_W\left(\frac{k}{2M}, n\right) &= \\
 &= 2 \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{(k/2)m}{N}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)] + \\
 &+ 2 \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(k/2)m}{N}} Z_a[(n+m)]Z_a^*[(n-m)] - 2|Z_a(n)|^2.
 \end{aligned} \quad (19)$$

Таким образом, из (19) следует, что для получения значения распределения Вигнера при фиксированном n необходимо:

1. Сформировать две последовательности данных

$$Y_1(n, m) = Z_a(n+m)Z_a^*(n-m) \text{ и}$$

$$Y_2(n, m) = Z_a(n-m)Z_a^*(n+m).$$

2. Осуществить соответственно ДПФ и ОДПФ над последовательностями $N \cdot Y_1(n, m)$ и $N \cdot Y_2(n, m)$.

3. Полученные результаты для целочисленных значений $k/2$ (т.е. для четных значений k) сложить.

4. Вычесть удвоенное значение квадрата огибающей сигнала для заданного n .

Следующий момент, который необходимо учитывать при вычислении распределения, связан с преобразованием исходной последовательности данных $\{Z(n)\}$ в последовательность комплексных данных аналитического сигнала $\{Z_a(n)\}$. Для сохранения общей идеологии преобразований, базирующихся на технике БПФ, вычисление аналитического сигнала целесообразно проводить, используя известную связь спектров Фурье действительного и аналитического сигналов [11]:

$$F_a(f) = \begin{cases} 2F(f) & \text{при } f > 0; \\ F(f) & \text{при } f = 0; \\ 0 & \text{при } f < 0. \end{cases} \quad (20)$$

При обработке узкополосных процессов, когда среднее значение сигнала на интервале наблюдения равно нулю, имеем $F(0) = 0$. В этом случае существенно упрощается процедура получения аналитического сигнала.

1. Вычисляется ДПФ действительного сигнала $Z(n)$.

2. Для отрицательных значений частот спектр обнуляется и умножается на два для положительных значений частот.

3. Осуществляется ОДПФ.

В результате имеем массив комплексных значений процесса, реальная и мнимая части которого связаны между собой преобразованием Гильберта.

Таким образом, общая процедура синтеза дискретного распределения Вигнера методами ЦОС вписывается в технику БПФ. Она сводится к выполнению четырех процедур БПФ.

Однако распределение Вигнера обладает существенными недостатками, которые затрудняют его использование при анализе сложных (многокомпонентных) процессов [11]. Такие ситуации возникают, например, при обработке речевых сигналов, сигналов многоканальных передач с частотным уплотнением, радиосигналов, действующих на фоне сосредоточенных помех и др. Наличие мощного интерференционного фона взаимодействия различных составляющих сложного процесса затрудняет процедуру идентификации "паразитных" компонент. Вариант решения проблемы подавления интерференционного фона предложен в [8] и в дальнейшем развивался в направлении синтеза новых распределений такого рода (см., например, [12]). Основная идея метода состоит в использовании известной связи частотно-временных распределений и функции неопределенности сигнала через операцию двойного преобразования Фурье. Эта связь может быть описана [11] обобщенной частотно-временной функцией вида:

$$p(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\Phi(\tau, \xi) e^{j2\pi(\xi t - f\tau)} \times \int_{-\infty}^{\infty} Z_a\left(v + \frac{\tau}{2}\right) Z_a^*\left(v - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\xi v} dv \right] d\tau d\xi, \quad (21)$$

где $\Phi(\tau, \xi)$ — ядро преобразования, внутренний интеграл есть классическое выражение для функции неопределенности. В сформированном распределении сигнальные компоненты концентрируются в начале координат плоскости неопределенности, а составляющие их взаимодействия находятся в стороне. Поэтому соответствующим подбором ядра преобразования можно подавить мешающие компоненты, сохранив при этом сигнальные составляющие. Таким образом, решается вариационная задача нахождения функции ядра $\Phi(\tau, \xi)$ требуемой формы. Решение задачи осуществляется в условиях ограничений, которые связаны с необходимостью обеспечить заданный перечень требуемых свойств для распределений [3]. Получить доказательство существования и единственности решения сформулированной выше задачи проблематично. Это привело к поиску приближительных решений. Среди работ данного плана выделяются работы [7, 8, 13] и другие. Как и всякие приближенные решения, они обладают определенными недостатками и с точки зрения получаемых на их основе результатов анализа, и с точки зрения их практической реализации. С позиции качества анализа часто предпочтение отдается распределению "экспоненциального" вида [8], получаемого из (21) для ядра

$$\Phi(\tau, \xi) = e^{(2\pi\xi\tau)^2 / G}, \quad (22)$$

где $G > 0$ — параметр подавления интерференционного фона. Если подставить (22) в (21), то после некоторых преобразований будем иметь:

$$p(f, t, G) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[e^{-j2\pi f\tau} \times \int_{-\infty}^{\infty} W_G(\mu - t, \tau) Z_a\left(\mu + \frac{\tau}{2}\right) Z_a^*\left(\mu - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau, \quad (23)$$

где $W_G(\mu - t, \tau) = \frac{\sqrt{G}}{4\sqrt{\pi}|\tau|} e^{-\frac{(\mu-t)^2}{4\tau^2/G}}$. Заметим, что

при $G \rightarrow \infty$ из (23) получаем распределение Вигнера в форме (1). На практике часто ограничиваются вычислением центрального среза распреде-

ления Вигнера, т.е. $t = 0$. Временные параметры получают из результатов обработки последовательности реализаций сигнала.

Переходим к так называемому псевдочастотно-временному распределению [11]. Выражение (23) в соответствии с изложенным выше подходом может быть представлено в следующей дискретной форме:

$$p_W\left(\frac{k}{2M}, 0; G\right) = \sum_{v=-N+1, v \neq 0}^{N-1} \left[e^{-j2\pi \frac{k \cdot v}{M}} \times \sum_{u=-N+1}^{N-1} \frac{e^{-\frac{u^2}{4v^2/G}}}{4\sqrt{\pi} |v| / \sqrt{G}} Z_a(u+v) Z_a^*(u-v) \right]. \quad (24)$$

Для сведения задачи к предыдущей необходимо вычислить внутреннюю сумму в (24) для каждого фиксированного параметра v . Отсутствие быстродействующей вычислительной формы резко снижает скорость спектральной обработки и при достаточно большом N приведет к выходу за пределы возможностей используемого вычислителя. В то же время в основу синтеза распределения (23) положена гауссова функция ядра обобщенного преобразования Кохена (21), выбор которой в определенной степени, как мы видели, произволен. Соответственно и преобразование (24) имеет также форму гауссовой функции, которая, естественно, не является единственно возможной. В некоторых случаях с точки зрения обработки и трактовки результатов более удобно использовать различного рода функции, в той или иной степени аппроксимирующие гауссову. С ориентацией на ЦОС проведем замену формы преобразования на более простую, состоящую из единиц в пределах главного лепестка данной функции и нулей за его пределами. Разумеется, это потребует произвести оценку качества частотно-временного анализа на базе нового распределения в целях сопоставления возможных потерь с очевидным выигрышем в скорости обработки данных.

Для получения аналитического выражения нового распределения из (24) перейдем от экспоненты во внутренней сумме к пороговой функции. Учитывая, что ширина главного лепестка гауссовой функции часто берется на уровне $\exp(-1/2) \approx 0.606$, имеем диапазон изменения u в зависимости от v :

$$|u| \leq b \cdot |v|,$$

где $b = \sqrt{2/G}$. Тогда

$$p_w\left(\frac{k}{2M}, 0; G\right) = \sum_{v=-N+1, v \neq 0}^{N-1} \left\{ e^{-j2\pi \frac{k \cdot v}{M}} \times \right. \\ \left. \times \sum_{u=-[b \cdot |v|]}^{[b \cdot |v|]} g(v, u) Z_a(u+v) Z_a^*(u-v) \right\}. \quad (25)$$

Здесь $g(v, u) = \sqrt{\frac{G}{\pi}} \cdot \frac{1}{4|v|}$ при $|u| \leq b \cdot |v|$ и рав-

на нулю при других значениях u ; $[\]$ — знак целой части; значения u не превышают по модулю величины $N-1$.

Процедура вычисления внутренней суммы в (25) существенно проще, чем в (24), и по сложности приближается к процедуре вычисления массива $Z_a^*(-m)Z_a(m)$ в формуле (16), если $G \rightarrow \infty$. Предлагаемое распределение (25) является родственным распределению "конусного" типа [11]. Но используемый в [11] вид функции $g(v, u)$ также в основе гауссов, что сближает это распределение по качеству анализа с распределением "экспоненциального" типа, но не позволяет получить существенного выигрыша в объеме вычислений. Кроме того, частным случаем выражения (25) является известное распределение Бёрна—Иордана [7] при $G = 8$. От этого распределения (25) выгодно отличается возможностью регулировать степень подавления интерференционного фона.

Экспериментальные исследования сигналов сложной структуры (речевые сигналы, шумоизлучения, сигналы многоканальных видов передач с частотным уплотнением и передач дискретных сообщений с межсимвольной интерференцией и др.)

показывают, что целесообразный диапазон значений коэффициента G находится в пределах от 0.1 до 10. Здесь в среднем для большого класса сигналов получается существенный эффект по подавлению интерференционного фона и сохраняется высокая разрешающая способность относительно сигнальных компонент. Разница в качестве анализа для известных распределений и предлагаемого распределения ощущается при $G > 5$, когда уровень "паразитного" фона проявляется в большей степени. Но сигнальные компоненты идентифицируются с той же точностью и надежностью. Во многом эти выводы могут быть отнесены к распределению, стоящему на следующей ступени упрощения выражения (25), для которого $g(v, u) \equiv 1$ при $|u| \leq b \cdot |v|$ и равна нулю при других значениях u . Для данного алгоритма уровень фона в указанных пределах изменения коэффициента G оказывается еще выше, а так как существенного выигрыша в скорости вычислений он не дает, то его можно исключить из дальнейшего рассмотрения.

В табл. 1 представлены зависимости примерных объемов вычислений (число операций умножения), требуемых для дискретных распределений Вигнера, "экспоненциального" и предлагаемого алгоритмов при коэффициенте $G = 2$. Как видим, при заданном значении коэффициента G время на обработку сокращается примерно в четыре раза.

В табл. 2 приведены результаты исследования вычислительных возможностей разработанного алгоритма ЦОС для полученного распределения в зависимости от коэффициента G . Из табл. 2 следует, что с ростом коэффициента G скорость анализа может быть

Табл. 1. Число требуемых операций для спектральных преобразований

Объем N	32	64	128	256	512	1024	2048
Распр. Вигнера	192	448	1024	2304	5120	11 264	24 576
Распр. экспон.	2208	8576	33 780	133 120	528 896	2 107 392	8 411 136
Распр. модиф.	688	2464	9152	34 944	135 936	535 040	2 120 704

Табл. 2. Зависимость требуемого числа операций для модифицированного распределения от G и заданных значений объема исходных данных N

Объем N \ G	64	128	256	512
0.1	4022	15 447	60 253	234 869
1.0	3028	11 470	44 344	173 793
10	1306	4582	16 794	63 590
100	527	2043	6636	18 358
1000	466	1224	3359	9851

увеличена на порядок, когда G достигает значений 10 и выше. При этом, правда, качество анализа несколько ухудшается. Но для указанных значений G идентификация сигнальных компонент на интерференционном фоне еще обеспечивается.

2. ОПИСАНИЕ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Воспользуемся классической для теории и практики локации моделью ЛЧМ-сигнала [4]. Поскольку решение задачи предполагает использование средств цифровой вычислительной техники, то синтез и анализ сигналов целесообразно проводить в дискретной форме.

Рассмотрим пример синтеза и анализа ЛЧМ-сигнала в полосе 450...5600 Гц длительностью $T = 1$ с. Будем полагать, что верхняя контролируемая частота $f_{\max} = 6000$ Гц. Запишем выражение для ЛЧМ-сигнала:

$$S(t) = A \cos[2\pi(f_0 t + \alpha t^2)], \quad (26)$$

где A — амплитуда сигнала, f_0 — начальная частота ЛЧМ-сигнала, α — коэффициент, определяющий скорость изменения мгновенной частоты. В соответствии с предположениями $f_0 = 450$ Гц и за секунду значение частоты сигнала должно измениться от 450 Гц до 5600 Гц, то есть на 5150 Гц. Отсюда получим значение для коэффициента α . Запишем сигнал (26) на момент времени T в следующем виде:

$$S(T) = A \cos[2\pi T(f_0 + \alpha T)]. \quad (27)$$

Поскольку конечное значение частоты $f_0 + \alpha T = 5600$ Гц, или 450 Гц + $\alpha T = 5600$ Гц, то $\alpha = 5150$ Гц/с = 5150 Гц². Тогда результирующая модель ЛЧМ-сигнала имеет вид:

$$S(t) = A \cos[2\pi t(450 + 5150t)]. \quad (28)$$

Для перехода к дискретной форме представления сигнала рассчитаем интервал дискретизации. Согласно теореме Котельникова, частота дискретизации $f_D = 2f_{\max} = 12\,000$ Гц. Интервал дискретизации $\Delta t = \frac{1}{2f_{\max}} = \frac{1}{12\,000}$ с, или $\Delta t \approx 83.3$ мкс. Следовательно, на интервале времени в одну секунду общее количество отсчетов сигнала будет равно $N = T/\Delta t = 12\,000$. Выражение (28) для сигнала в дискретной форме запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} S(\Delta t \cdot n) &= A \cos[2\pi \Delta t n(450 + 5150 \Delta t n)] = \\ &= A \cos \left[2\pi \frac{n}{N} \left(450 + 5150 \frac{n}{N} \right) \right]. \end{aligned} \quad (29)$$

Для моделирования сигнала на ЭВМ возможно упрощение (без потери общности) выражения (29), полагая $A \equiv 1$. Тогда модель сигнала в дискретной форме имеет вид:

$$S(n) = \cos \left[2\pi \frac{n}{12\,000} \left(450 + 5250 \frac{n}{12\,000} \right) \right], \quad (30)$$

$$n \in [0, 12000].$$

Выражение (30) соответствует ЛЧМ-сигналу длительностью 1 с, рассматриваемому в полосе частот 6000 Гц, у которого мгновенная частота меняется в пределах от 450 до 5600 Гц.

Для акустических сигналов звуковой эффект "эхо" возникает в случае запаздывания отраженного отклика от основного в точке приема более чем на 40 мс. В рассматриваемом случае набег по частоте для лабораторного ЛЧМ-сигнала за 40 мс составит 206 Гц. Поэтому для моделирования эффекта реверберации синтезируем два сигнала, имитирующих переотраженные отклики, один из которых находится в зоне 40 мс, другой — за ее пределами. Первый отклик приходит с запаздыванием на 38.8 мс (набег по частоте 200 Гц); второй с запаздыванием на 68 мс (набег по частоте 350 Гц). Таким образом, между двумя откликами сигнала интервал запаздывания составит всего 29.2 мс (набег по частоте 150 Гц). С учетом представленных выше выражений, составить аналитическую запись для синтезируемых "откликов" не составит затруднений.

Теперь после описания моделей сигналов перейдем к анализу полученных результатов.

На рис. 2 представлен энергетический спектр, вычисленный по формуле (2), совокупности тестового ЛЧМ-сигнала и его откликов, отраженных от преград. Его обработка не позволяет получить приемлемых для анализа результатов. Поэтому использовать энергетический спектр в качестве инструмента анализа нецелесообразно.

На рис. 3 изображен фрагмент распределения Вигнера, вычисленный по формуле (12), совокупного синтезированного лабораторного сигнала длительностью в 125 мс (в последующем будем рассматривать фрагменты именно такой длительности). Здесь отчетливо просматриваются линии мгновенных частот всех трех составляющих лабораторного сигнала. Однако совокупный интерференционный фон, представляющий собой продукт взаимодействия компонент тестового сигнала и его переотраженных откликов, вносит значительную неопределенность. Без априорных данных

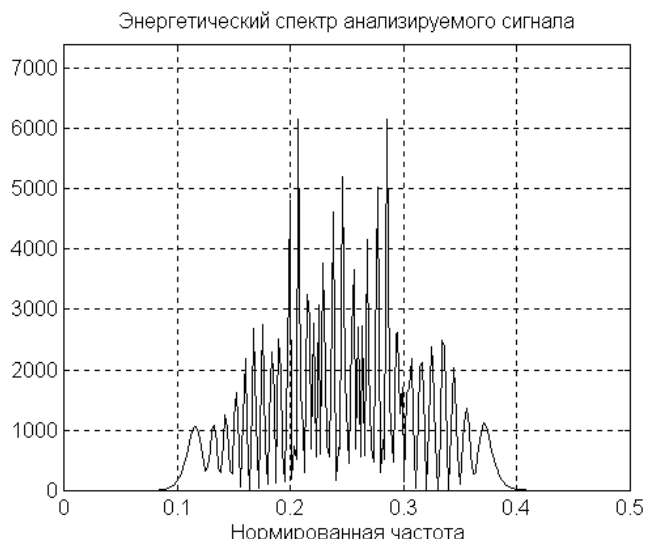


Рис. 2. Энергетический спектр лабораторного сигнала, представляющего собой совокупность тестового ЛЧМ-сигнала и его откликов, отраженных от препятствий (фрагмент длительностью 125 мс)

проведение анализа на основе распределения Вигнера связано со значительными сложностями. Заметим, что алгоритмы вычисления функции Вигнера, а также предлагаемых распределений предполагают использование удвоенной частоты дискретизации в отличие от классических алгоритмов БПФ.

Спектрограмма (рис. 4) совокупного сигнала, представляющая квадрат величины мгновенного спектра [6], не является информативной, поскольку не позволяет однозначно разделить сигнал на составляющие. Более того, на ее основе затруднено даже точное определение начала воздействия процесса на датчики.

Поскольку один из переотраженных откликов по своим характеристикам весьма "близок" к тестовому сигналу, то даже при синтезе псевдораспределения Вигнера, вычисляемого согласно выражения (16), (рис. 5) не удастся в полной мере компенсировать сопутствующий паразитный фон. Окно малой длительности приводит к снижению концентрации сигнальных компонент, в том числе и полезных, в то время как с увеличением длительности не обеспечивается подавление интерференционного фона. На рис. 5 представлен компромиссный вариант. Но и в этом случае дополнительное частотное сглаживание, используемое в псевдораспределении, ведет к снижению качества, "огрублению" характеристик синтезированного продукта.

Использование распределения "экспоненциального" типа (вычисления проводились по формуле (24)) (рис. 6) позволяет в какой-то мере избежать недостатков, присущих псевдораспределениям и

получить приемлемые данные для последующей обработки. Однако в этом случае происходит снижение скорости проведения анализа (табл. 1). В то же время на основе модифицированного распределения (25) (рис. 7) удается получить результат, практически сопоставимый с результатом, присущим распределениям "экспоненциального" типа. При этом вычислительные затраты, связанные с расчетом распределения (25), значительно сокращаются (табл. 1). Данное обстоятельство позволяет говорить о возможности синтеза на основе выражения (25) быстродействующих алгоритмов анализа параметров акустических сигналов.

Весьма интересным для обработки акустических сигналов видится использование распределений на основе вейвлет-преобразований аффинного класса.

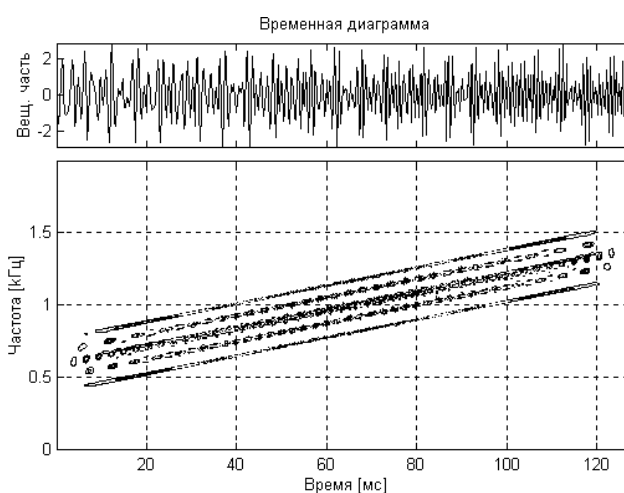


Рис. 3. Распределение Вигнера лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

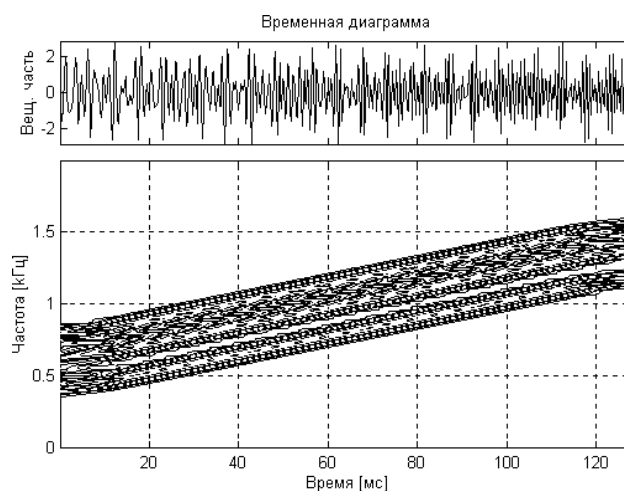


Рис. 4. Спектрограмма лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

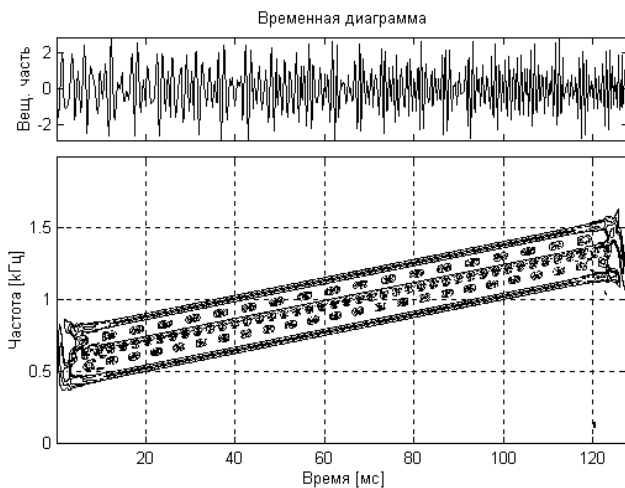


Рис. 5. Псевдораспределение Вигнера лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

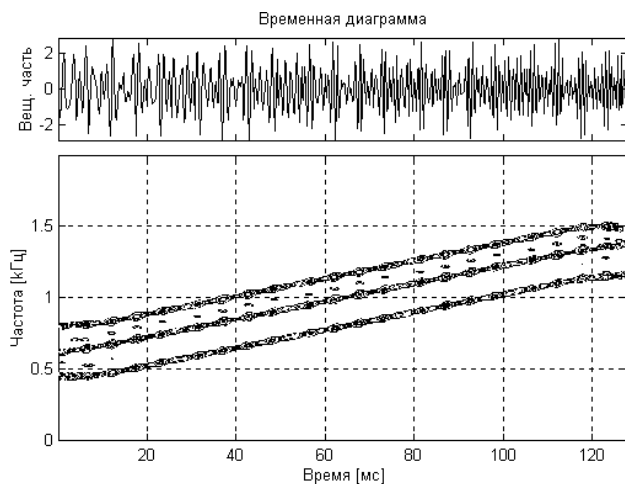


Рис. 6. Распределение "экспоненциального" типа лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

На рис. 8 изображена масштабграмма рассматриваемого фрагмента, представляющая собой квадрат от величины непрерывного вейвлет-преобразования [10]. Распределения на основе масштабграмм обладают свойствами высокой помехоустойчивости, что благоприятно сказывается при обработке сигналов в условиях сопутствующих шумов и помех. К тому же использование кратномасштабного разбиения частотно-временного плана позволило бы еще в большей мере сократить вычислительные затраты. Однако масштабграммам как моно-распределениям присущи недостатки, аналогичные спектрограммам класса Кохэна [8]. Поэтому в дальнейшем интересным видится разработка алгоритмов на основе гибрид-

ных форм частотно-временных описаний сигналов, которым были бы присущи как точностные характеристики частотно-временных распределений класса Вигнера, так и помехоустойчивые свойства вейвлет-преобразований.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предлагаются три алгоритма вычисления частотно-временных распределений энергии акустических сигналов: алгоритм на базе функции Вигнера; алгоритм на основе распределения "экспоненциального" типа и алгоритм на базе модифицированного распределения.

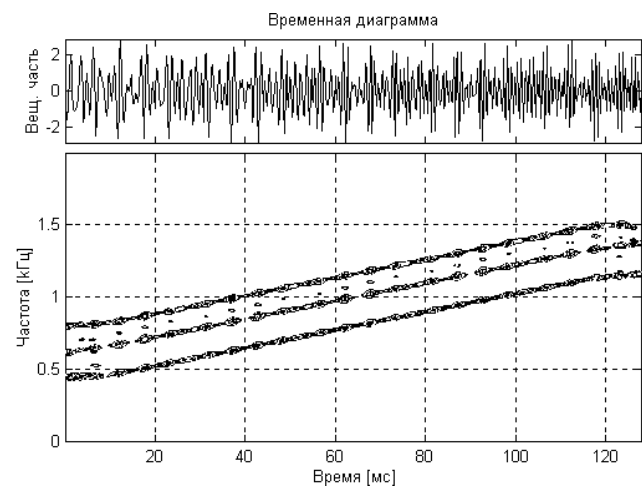


Рис. 7. Модифицированное распределение лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

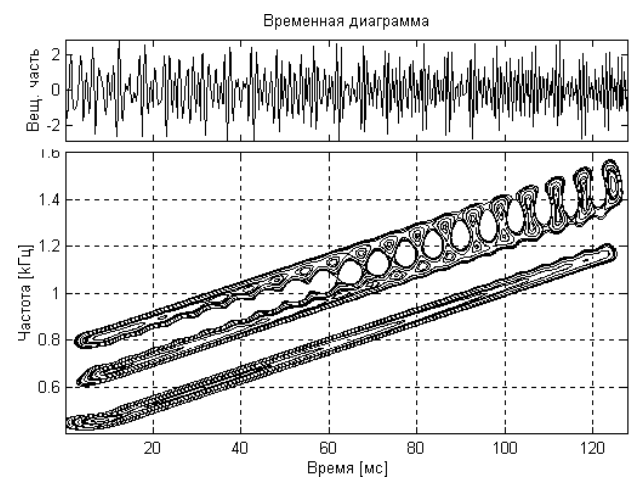


Рис. 8. Масштабграмма лабораторного сигнала (фрагмент длительностью 125 мс)

2. Сопоставление представленных алгоритмов дает возможность говорить о предпочтительности подхода на основе модифицированного распределения. В ряде случаев удается в зависимости от вида сигнала значительно повысить скорость процедур обработки без значительного ухудшения метрологических характеристик. Так, для решения задачи оценки параметров реверберации акустических сигналов (при выборе в качестве тестового сигнала ЛЧМ) скорость вычисления может быть увеличена на порядок.

3. Результаты эксперимента на базе автоматизированной системы контроля (рис. 1) позволили оценить возможности интенсивно развивающегося масштабно-временного анализа, базирующегося на распределениях аффинного класса. Качественная оценка полученных результатов по данному виду распределений позволяет судить о перспективности дальнейших исследований в данном направлении. Однако здесь могут возникнуть проблемы с поиском быстродействующих форм ЦОС для указанных распределений при построении алгоритмов обработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колесников А.А., Комарович В.Ф., Железняк В.К. Корреляционная теория разборчивости речи // Вопросы радиоэлектроники (Серия "Общие вопросы радиоэлектроники"). 1995. № 1. С. 3–10.
2. Алексеев А.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Автоматизированная система контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов // Научное приборостроение. 2000. Т. 10. № 3. С. 77–87.
3. Claasen T.A.C.M., Meulenbrauker W.F.G. The Wigner distribution a tool for time-frequency signal analysis, Part 1, 2, 3 // Philips J. Res. 1980. V. 35. P. 217–250, 276–300, 372–389.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
5. Hlawatsch F., Papandreou—Suprappola A., Boudreaux—Bartels G.F. The Power Classes — Quadratic Time-Frequency Representations with

Scale Covariance and Dispersive Time-Shift Covariance // IEEE Transactions on Signal Processing. 1999. V. 47, N. 11. P. 3067–3083.

6. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука, 1989. 496 с.
7. Cohen L. Time-frequency Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995. 500 p.
8. Choi H.I., Williams W.J. Improved time-frequency representation of multi-component signals using exponential kernels // IEEE Transactions. on ASSP. 1989. V. ASSP-37, N. 6. P. 862–871.
9. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов, 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
11. Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. СПб.: ВАС, 1998. 368 с.
12. Алексеев А.А., Чеченёв С.Н., Кириллов А.Б. Анализ сигналов на основе функций распределения мощности в условиях многосигнального воздействия // Радиотехника. 1993. № 10–12. С. 32–37.
13. Flandrin P. Some features of time-frequency representations of multicomponent signals // Proc. IEEE Conf. ASSP. San Diego., 10–21 March 1984. N 4. P. 41B.4/1.

Военный университет связи, Санкт-Петербург
(Алексеев А.А., Аладинский В.А., Комарович В.Ф., Дворников С.В.)

Федеральное государственное унитарное предприятие "ИНФОРМАКУСТИКА", Санкт-Петербург
(Железняк В.К.)

Материал поступил в редакцию 10.11.2000.

TIME-FREQUENCY PROCESSING OF ACOUSTIC SIGNALS APPLIED TO REVERBERATION PARAMETERS MEASUREMENT

A. A. Alekseev, V. A. Aladinskii, V. K. Zheleznyak*, V. F. Komarovich, S. V. Dvornikov

Military Communication University, Saint-Petersburg

**Federal Unitary Enterprise "INFORMAKUSTIK", Saint-Petersburg*

This paper presents a theoretical approach extending the capabilities of automatic systems for control of acoustic signal parameters. These techniques are based on the joint time-frequency representation of signals. A fast algorithm for calculating the values of time-frequency energy density functions is suggested. The results of theoretical and experimental studies are given.