

УДК 621.391.16

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

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ФИЗИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ РАССЕЙВАНИЯ СИГНАЛОВ

Приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований методов контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов. Предлагается метод, расширяющий возможности существующих автоматизированных систем контроля. Эффект достигается за счет применения более сложных процедур обработки сигналов и помех в системе контроля, которые используют технику совместного частотно-временного анализа.

ВВЕДЕНИЕ

Рассматривается автоматизированная система контроля утечки речевой информации за пределы выделенных объектов. Предполагается, что распространяющиеся в воздушной среде акустические сигналы, взаимодействуя с препятствиями (предметами, электроприборами и т.п.), вызывают вторичные излучения: электромагнитные и виброакустические. Система контроля осуществляет оценивание интенсивности соответствующих физических полей за пределами выделенных объектов на фоне внешних шумов. По результатам оценивания рассчитываются показатели разборчивости речи в образующихся каналах утечки речевой информации. Так как данные показатели непосредственно зависят от точности оценивания интенсивности (напряженности) полей рассеивания сигналов и уровня внешних шумов, то представляет интерес исследование возможностей применяемой измерительной схемы и определение направлений повышения ее эффективности.

1. ОПИСАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ

Предлагаемая схема автоматизированной системы контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов представлена на рис. 1. Она включает контроллер, приемо-передающее, излучающее и регистрирующее устройства. В приемо-передающем устройстве формируется контрольный сигнал, который поступает через усилитель мощности звуковой частоты УМЗЧ на излучающее устройство, расположенное на выделенном объекте. Регистрирующее устройство, находящееся вне выделенного объекта, представляет собой совокупность преобразователей физических полей различной природы в электрические сигналы. Полученные сигналы обрабатываются в приемо-

передающем устройстве. Здесь формируются оценки отношения мощности полезного сигнала к мощности внешних шумов различных каналов утечки информации. Результаты оценивания поступают в контроллер, где рассчитываются показатели разборчивости речи. Кроме этого, на контроллер возлагаются функции управления приемо-передающим устройством и отображения результатов работы системы.

Для решения задачи оценивания интенсивности полей на контролируемых объектах формируются поочередно в каждой из октавных полос речевого сигнала гармонические колебания требуемой длительности. Длительность колебания (контрольного сигнала) определяется интенсивностью внешних шумов и степенью ослабления колебания, проходящего через каналы утечки информации. Излучаемые колебания, проходя каналы утечки, поступают через регистрирующее устройство в приемо-передающий тракт на схему согласованного приема, которая является основным элементом формирования оценки отношения мощности сигнала к мощности шума. Данная схема удобна в реализационном плане, но имеет ряд особенностей, существенно снижающих достоверность оценки разборчивости речи, которая рассчитывается в контроллере по методике, изложенной в [1]. Проанализируем эти особенности и определим возможные пути повышения эффективности функционирования системы контроля.

Первое замечание. Процедура оценивания мощности сигнала к мощности шума осуществляется в два этапа. На первом этапе работает схема согласованного приема контрольного сигнала, прошедшего тракт утечки информации. Отклик на выходе согласованного фильтра описывается известным выражением:

$$e_{c+ш}(t) = \int_0^t Z(\tau)g(t-\tau)d\tau, \quad (1)$$

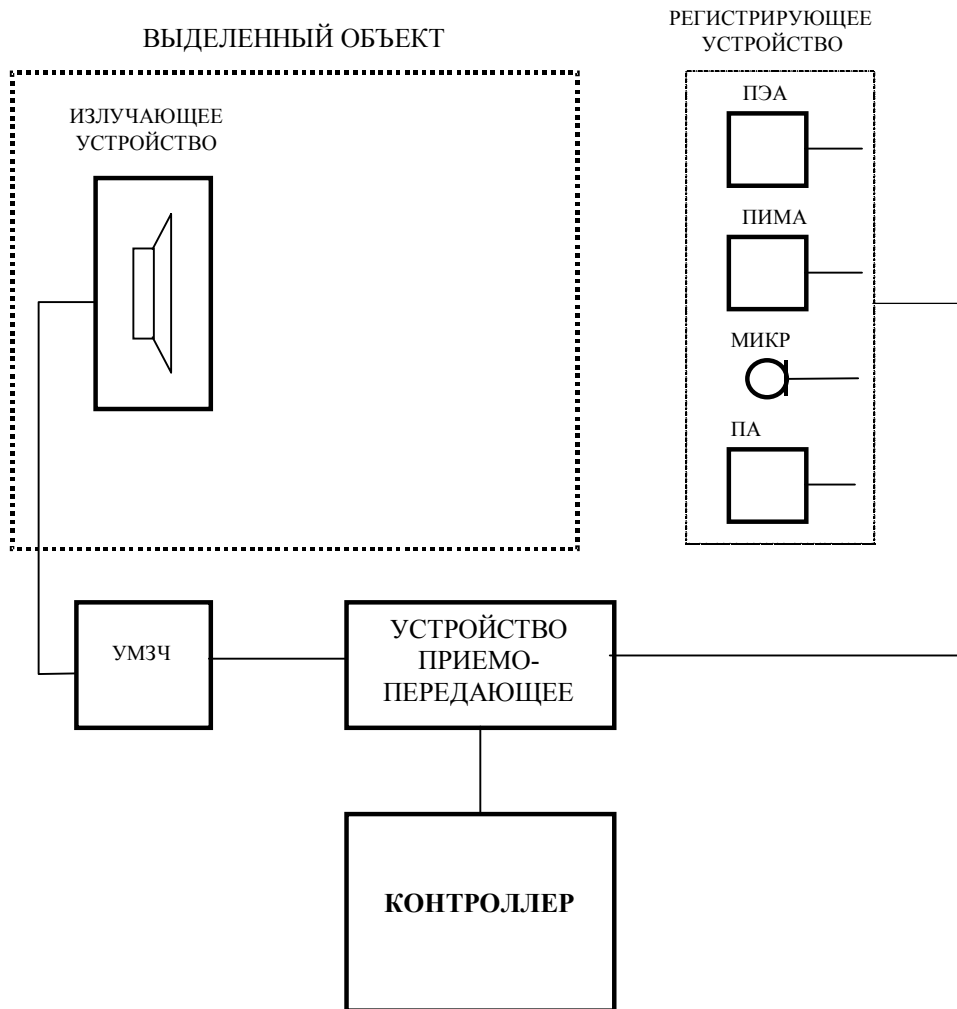


Рис. 1. Схема системы контроля интенсивности физических полей. УМЗЧ — усилитель мощности звуковой частоты, МИКР — микрофон, ПА — преобразователь вибрации акустический, ПИМА — преобразователь измерительный магнитный активный, ПЭА — преобразователь электрический активный

где $Z(t) = A \cdot S(t) + \eta(t)$ — процесс на входе приемного устройства, $S(t)$ — полезный сигнал, A — коэффициент передачи среды распространения сигнала, $\eta(t)$ — аддитивный шум, $g(t)$ — импульсная характеристика согласованного с сигналом $S(t)$ фильтра, $e_{c+u}(t)$ — отклик фильтра. Если предположить, что сигнал имеет длительность T , то в момент времени $t = T$ отклик на выходе согласованного фильтра при гауссовом шуме достигнет своей максимальной величины. Получаемая энергетическая оценка сигнала будет

эффективной [2]. Но шумовая компонента будет вносить погрешность в результаты оценивания. Действительно, выражение (1) в момент времени T может быть представлено в виде

$$\begin{aligned}
 e_{c+u}(T) &= \\
 &= A \cdot \int_0^T S(\tau)g(T-\tau)d\tau + \int_0^T \eta(\tau)g(T-\tau)d\tau = \quad (2) \\
 &= A \cdot E_c + \int_0^T \eta(\tau)g(T-\tau)d\tau,
 \end{aligned}$$

где E_c — энергия контрольного сигнала. Второе слагаемое в выражении (2) только в среднем стремится к нулю. Следовательно, будет иметь место погрешность в оценке значения затухания сигнала в среде распространения, определяемого коэффициентом A , и соответственно в оценке его мощности за пределами выделения объекта. На втором этапе работает схема оценки уровня шума. Определение уровня шума осуществляется на выходе фильтра, который согласован с сигналом, а не с шумом, что уже является источником погрешности. Тем не менее такая оценка может считаться состоятельной. Действительно, на практике $g(t)$ представляется колебанием с частотной контрольного сигнала и огибающей колоколообразной формы эффективной длительностью T . В результате его можно рассматривать как отклик фильтра с колоколообразной амплитудно-частотной характеристикой, полоса пропускания которого обратно пропорциональна его длительности. Можно также предположить, что в узкой полосе шум вырождается в гармоническое колебание определенной интенсивности (с определенной амплитудой). Учитывая тот факт, что сфазировать такой шум невозможно, для оценки его уровня применяется схема некогерентного приема, то есть

$$e_{ш}(T) = \left| \int_0^T \eta_1(\tau) g(T - \tau) d\tau \right| \approx A_{ш} E_c. \quad (3)$$

В формуле (3) $\eta_1(\tau)$ — означает реализацию шума, отличную от реализации $\eta(\tau)$ в формуле (2), так как предполагается наличие разных реализаций шума на первом и втором этапах обработки сигналов и шумов. Отношение сигнал/шум (ОСШ) может быть определено из выражения

$$\text{ОСШ} = \frac{A \cdot E_c + \int_0^T \eta(\tau) g(T - \tau) d\tau}{\left| \int_0^T \eta_1(\tau) g(T - \tau) d\tau \right|}. \quad (4)$$

Очевидно, что данная оценка сама по себе оказывается приближенной. Отсюда следует: если шумовой процесс оказывается существенно нестационарным, то ошибка в определении ОСШ может достигать существенных величин. Частично проблема оценки интенсивности шума решается за счет расширения полосы пропускания фильтра на данном этапе в 16 раз. Это позволяет осуществить соответствующую статистическую обработку, за счет которой в несколько раз улучшить результаты оценивания, оказывающие непосредственное влияние на вычисление показателей разборчивости речи.

Второе замечание. Оценивание ОСШ производится на фиксированных частотах, которые выби-

раются в соответствии со средними частотами октав (или равноартикуляционных полос) речевого сигнала. В результате не учитываются возможные нелинейности амплитудно-частотной характеристики каналов утечки информации.

Третье замечание. На датчики сигналов возможны различного рода наводки от источников помех, например гармоник электросети, кратных 50 Гц. Такого рода помехи делают шум негауссовым. Более того, даже если эти помехи не попадают в полосу пропускания фильтра, они в силу большой мощности могут оказать на него воздействие.

Четвертое замечание. При оценивании параметра реверберации, связанной с переотражениями сигнала на контролируемом объекте, 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.

Из рассмотренных замечаний видно, что в основном все возникающие проблемы связаны с использованием простых контрольных сигналов и применением классических методов их обработки. Естественное стремление к решению данной проблемы связано с усложнением структуры контрольного сигнала. Например, можно воспользоваться методами локации, где широко применяются сигналы линейной частотной модуляции (ЛЧМ). Однако вряд ли следует рассчитывать на существенное улучшение результатов оценивания интенсивностей сигналов и шумов, если ограничиваться традиционными методами обработки ЛЧМ-сигналов [3]. Поэтому для достижения качественно новых результатов целесообразно обратиться к более мощным процедурам анализа, получившим развитие в последние годы. В частности, в первую очередь обращают на себя внимание методы совместного частотно-временного анализа [4], вейвлет-преобразования [5], преобразования сигналов аффинного типа и различного рода гибридные формы обработки сигналов [6], включая и многомерные частотно-временные представления сигналов и помех [7]. В данной работе ограничимся рассмотрением методов совместного частотно-временного анализа и, в частности, исследуем преобразование Вигнера, лучше всего приспособленное к исследованию структуры сигналов линейной частотной модуляции [8].

2. ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВИГНЕРА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

В [3] подчеркивается, что при заданных энергии и ширине спектра сигналу можно придавать различную форму, выгодную для решения кон-

кретной задачи. В нашем случае полоса частот задана октавой. Энергия сигнала, выделяемая на согласованном фильтре, будет определяться величиной A^2T . Следует только обеспечить неизменную ширину спектра (соизмеримую с шириной октавы) при удлинении сигнала. Это можно осуществить, введя внутриимпульсную модуляцию, например частотную. В радиолокации такой подход часто используется и вполне оправдан. Здесь разрешается противоречие между требованиями одновременного точного оценивания момента времени прихода отраженного от цели сигнала и его частотного сдвига, который имеет место из-за эффекта Доплера при движущейся цели. Однако при решении нашей задачи вряд ли следует ожидать существенного выигрыша в точности оценивания энергетических параметров сигнала и шума, так как, расширяя спектр сигнала до ширины октавы, мы увеличиваем и мощность шума. Вместе с тем при соответствующем развитии метода согласованного приема можно рассчитывать на получение лучших результатов. Более того, в любом случае применение сложных сигналов позволит расширить возможности метода, так как будет контролироваться вся полоса частот октавы, а не только «точка» на оси частот. Наконец, техническое преимущество в использовании сложных сигналов состоит в том, что есть возможность распределить энергию сигнала заданной длительности по полосе частот и тем самым снизить требования к импульсной мощности передатчика.

В [8] для решения задач оценивания параметров сигналов со сложной частотно-временной структурой предлагается использовать технику совместных частотно-временных описаний сигналов. Среди множества форм частотно-временных описаний предпочтение отдается функции плотности распределения сигнальной энергии Вигнера:

$$p_W(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z_a^*(t - \tau/2) Z_a(t + \tau/2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (5)$$

где $Z_a(t) = Z(t) + j\tilde{Z}(t)$ — аналитический сигнал, $\tilde{Z}(t)$ — преобразование Гильберта действительного сигнала $Z(t)$, * — знак комплексного сопряжения. Подробно распределение Вигнера и его свойства описаны, например, в [9]. Заметим, что выражение (5) отличается от известной в теории локации функции неопределенности [10], одна из форм которой имеет вид:

$$\chi_W(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} Z_a^*(t - \tau/2) Z_a(t + \tau/2) \exp(-j2\pi\xi t) dt. \quad (6)$$

Главное отличие функций (5) и (6) заключается в том, что $\chi_W(\tau, \xi)$ локализуется в начале коор-

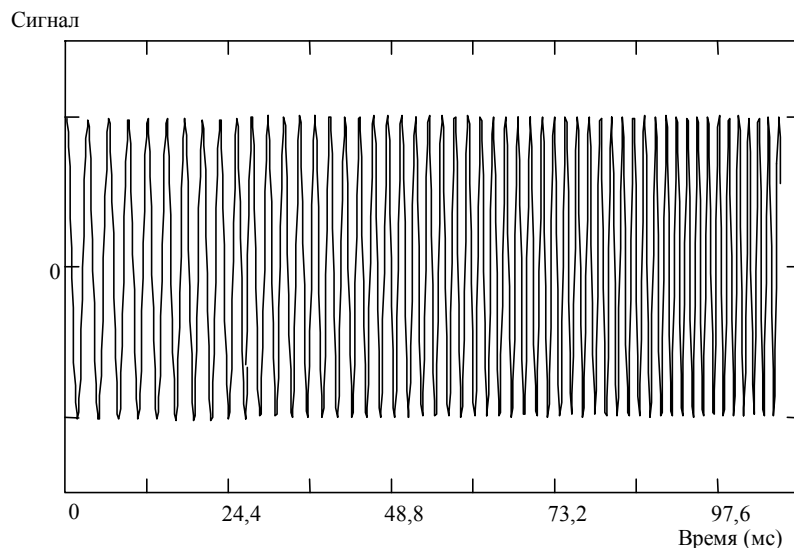


Рис. 2. Фрагмент сигнала линейной частотной модуляции

динат частотно-временной плоскости неопределенности, тогда как $p_W(f, t)$ локализуется в континууме точек мгновенных частот сигналов, описываемых гладкими функциями огибающей и полной фазы. Использование данного обстоятельства позволяет получить новые эффекты в обработке сигналов. Действительно, запишем распределение Вигнера для смеси сигнала $A \cdot S(t)$ и шума $\eta(t)$ (см. выражение (1)). Воспользовавшись известным свойством этой функции [8], получим

$$p_z(f, t) = p_{A \cdot S + \eta}(f, t) = A^2 p_s(f, t) + p_\eta(f, t) + 2A \cdot |p_{S\eta}(f, t)|, \quad (7)$$

где

$$p_{S\eta}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_a^*(t - \tau/2) \eta_a(t + \tau/2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (8)$$

есть взаимное распределение Вигнера [8], [11]. Из (7) следует, что шумовая компонента, как и в классическом случае, будет оказывать существенное влияние на результаты оценивания. Но в отличие от известной схемы обработки сигналов узкополосным фильтром здесь появляется возможность использовать эффект распределения энергии процессов в частотно-временном пространстве. Шумовая составляющая распределена равномерно, а сигнальная будет иметь ярко выраженные пики вдоль линии мгновенной частоты. На рис. 2 и рис. 3 представлены соответственно фрагменты сигнала ЛЧМ и его спектра Фурье.

На рис. 4 представлены три частотных среза распределения Вигнера для различных моментов времени. На рис. 5–7 представлены аналогичные графики этого же фрагмента сигнала, его спектра и распределения в шумах (графики приведены для ОСШ = 0 дБ).

Учитывая высокую степень локализации распределения Вигнера для сигнала ЛЧМ в частотно-временном пространстве, можно предложить следующий алгоритм формирования и обработки распределения для решения задачи оценивания ОСШ:

1. По реализации сигнала заданной длительности T синтезируется частотно-временное распределение Вигнера, на базе выражения (7).
2. На линии мгновенной частоты излучаемого (контрольного) сигнала определяются значения распределения, которые усредняются в соответствии с выражением

$$\hat{P}_{A \cdot S} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{A \cdot S + \eta}(f_0 + \alpha t, t) dt. \quad (9)$$

Здесь f_0 — начальное значение частоты ЛЧМ сигнала, α — скорость изменения мгновенной частоты. Результаты усреднения $\hat{P}_{A \cdot S}$ могут выступать в качестве оценки мощности сигнала, так как интервал корреляции шумовой компоненты обратно пропорционален интервалу частот анализа (полоса октавы).

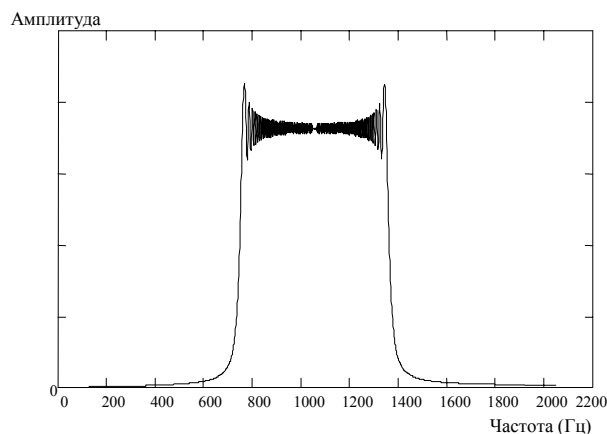


Рис. 3. Спектр фрагмента сигнала линейной частотной модуляции

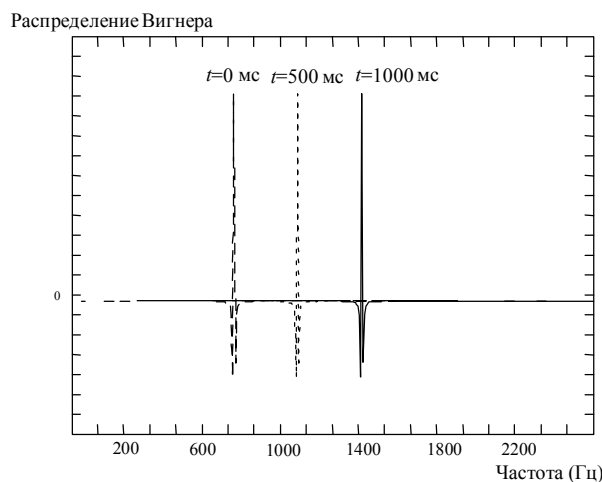


Рис. 4. Распределение Вигнера сигнала линейной частотной модуляции: частотные срезы распределения Вигнера в моменты времени $t = 0, 500, 1000$ мс

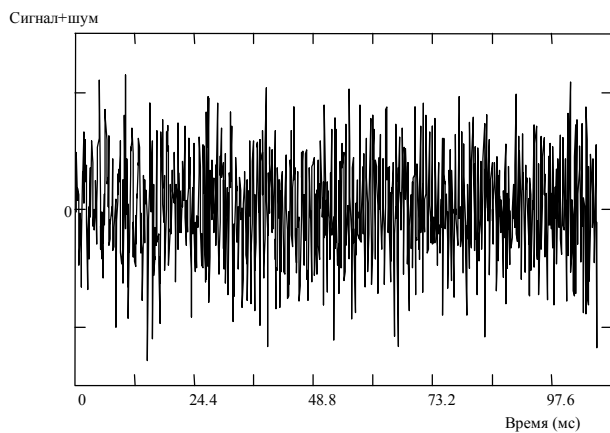


Рис. 5. Фрагмент сигнала линейной частотной модуляции при ОСШ = 0 дБ

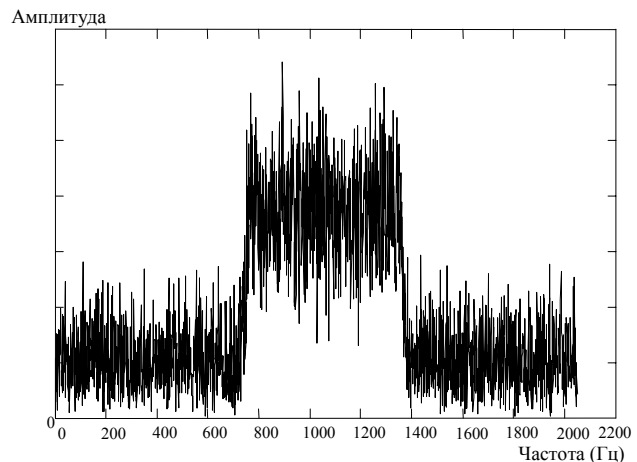


Рис. 6. Спектр фрагмента сигнала линейной частотной модуляции при ОСШ = 0 дБ

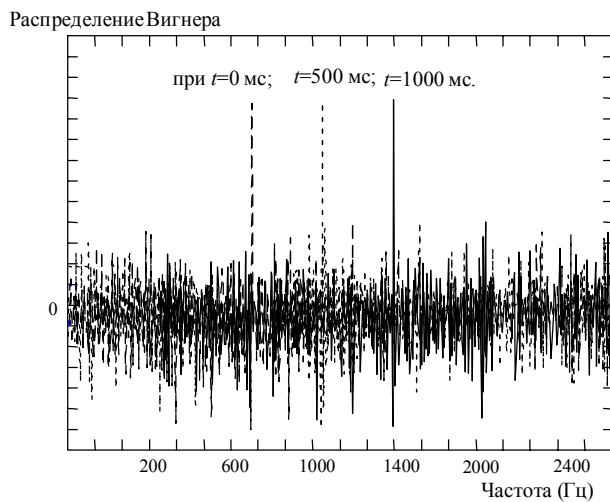


Рис. 7. Распределение Вигнера сигнала линейной частотной модуляции при ОСШ = 0 дБ: частотные срезы распределения Вигнера в моменты времени $t = 0, 500, 1000$ мс

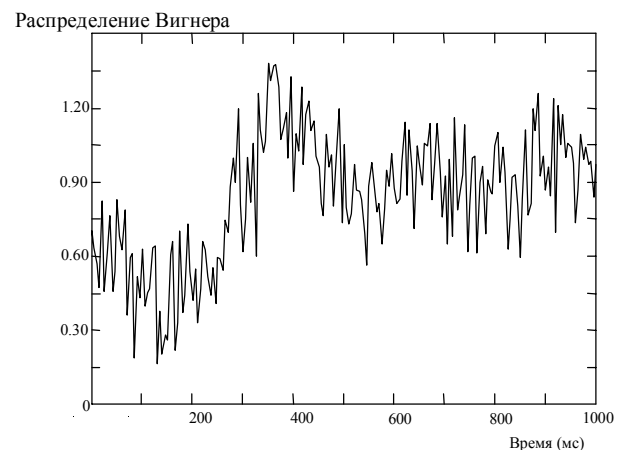


Рис. 8. Распределение Вигнера на линии мгновенной частоты сигнала

Следовательно, на достаточно большом интервале наблюдения можно получить большое число некоррелированных значений уровней сигнала, подверженного воздействию помех. Их число будет определяться величиной $M = T \cdot \Delta F$. Действительно, на рис. 8 представлен график зависимости от времени распределения Вигнера смеси ЛЧМ сигнала и шума в точках мгновенной частоты сигнала (ОСШ = 0 дБ). Расчеты производились по формуле (7).

Как видно из рисунка, процесс носит случайный характер с математическим ожиданием, определяемым уровнем полезного сигнала. Поэтому

можно говорить об усреднении случайной составляющей в (7), определяемой вторым и третьим слагаемыми. Из теории преобразований Вигнера известно, что математические ожидания этих составляющих равны нулю. Используя известные методы статистической обработки данных, трудно оценить ошибку усреднения. Так как статистика получается достаточно объемной, то ошибка может быть существенно уменьшена (см. результаты экспериментов, приведенных в разделе 4).

3. Определяется средняя мощность принятой реализации процесса

$$\hat{P}_Z = \frac{1}{T} \int_0^T [A^2 \cdot S^2(t) + 2A \cdot S(t)\eta(t) + \eta^2(t)] dt \approx \hat{P}_{AS} + \hat{P}_\eta, \quad (10)$$

где \hat{P}_η — оценка мощности шума.

4. Определяется оценка мощности шума \hat{P}_η как разность уже известных величин

$$\hat{P}_\eta = \hat{P}_Z - \hat{P}_{AS}. \quad (11)$$

5. Вычисляется отношение сигнал/шум

$$\text{ОСШ} = \frac{\hat{P}_{AS}}{\hat{P}_\eta}. \quad (12)$$

Как видим, предложенный алгоритм обработки случайного процесса выгодно отличается от алгоритма классической схемы. Во-первых, оценивание значений мощности сигнала и мощности шума осуществляется за один этап. Во-вторых, в результате оценивания обработке подвергается вся полоса частот октавы.

Заметим, что для получения данного описания нет необходимости использовать копию сигнала. Следовательно, можно говорить о синтезе частотно-временного распределения энергии и сигнала, и шума, в процессе построения которого используются принципы согласованного приема, когда форма условного «фильтра» формируется из самого процесса. Когда ставится задача исследования процесса реверберации, такая форма описания оказывается адекватной решаемой задаче. Однако отказ от использования информации, заключающейся в копии сигнала, может снизить точность оценивания ОСШ. Поэтому далее остановимся на процедуре обработки, базирующейся на понятии взаимного частотно-временного распределения энергии Вигнера.

3. ПРИМЕНЕНИЕ ВЗАИМНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВИГНЕРА К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Модифицируем рассмотренный выше алгоритм, заменив авто распределение Вигнера на взаимное распределение. На основании выражения (8) будем иметь

$$p_{SZ}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_a^*(t - \tau/2) Z_a(t + \tau/2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau. \quad (13)$$

Или

$$p_{SZ}(f, t) = A \cdot p_S(f, t) + p_{S\eta}(f, t). \quad (14)$$

После указанной замены модифицированный алгоритм обработки суммарного процесса будет состоять в следующем.

1. По реализации сигнала заданной длительности T синтезируется взаимное частотно-временное распределение Вигнера этой реализации с контрольным сигналом.

2. На линии мгновенной частоты излучаемого (контрольного) сигнала определяются значения взаимного распределения, которые усредняются в соответствии с выражением

$$A\hat{P}_S = \frac{1}{T} \int_0^T p_{SZ}(f_0 + \alpha t, t) dt. \quad (15)$$

На рис. 9 представлен график зависимости от времени взаимного распределения Вигнера смеси ЛЧМ сигнала и шума в точках мгновенной частоты сигнала (ОСШ=0 дБ).

3. Определяется средняя мощность реализации процесса \hat{P}_Z по формуле (10).

4. Результаты, полученные при выполнении пункта 2 алгоритма, используются для вычисления оценки уровня ослабления сигнала. Так как мощность контрольного сигнала P_S нам известна априорно, то оценка ослабления сигнала \hat{A} определяется из левой части выражения (15) по формуле

$$\hat{A} = \frac{A\hat{P}_S}{P_S}. \quad (16)$$

5. Определяется оценка мощности шума \hat{P}_η как разность уже известных величин

$$\hat{P}_\eta = \hat{P}_Z - A^2 \cdot P_S. \quad (17)$$

6. Вычисляется отношение сигнал/шум

$$\text{ОСШ} = \frac{\hat{A}^2 \cdot P_S}{\hat{P}_\eta} \approx \frac{\hat{P}_{AS}}{\hat{P}_\eta}. \quad (18)$$

Исследование возможностей приведенных алгоритмов оценивания энергетических параметров сигналов и помех и сопоставительный анализ алгоритмов целесообразно осуществить в ходе эксперимента.

4. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Воспользуемся классической для теории и практики локации моделью ЛЧМ сигнала.

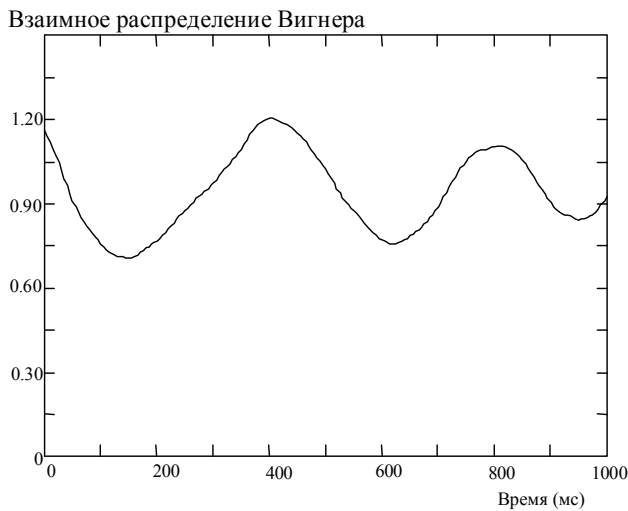


Рис. 9. Взаимное распределение Вигнера на линии мгновенной частоты сигнала

Так как решение задачи предполагает широкое использование (как было показано выше) средств цифровой вычислительной техники, то синтез и анализ сигналов должен проводиться не только в удобной для получения соответствующих аналитических выражений аналоговой форме, но и в дискретной.

Остановимся на примере синтеза и анализа сигналов для пятой октавной полосы 710–1400 Гц. Будем также полагать, что верхняя частота полосы анализа (полосы частот, в которой производится обработка сигнала) $f_{max} = 2048$ Гц. Запишем выражение ЛЧМ сигнала:

$$S(t) = a \cos[2\pi(f_0 t + \alpha t^2)], \quad (19)$$

где a — амплитуда сигнала, f_0 — начальная частота ЛЧМ сигнала, α — коэффициент, определяющий скорость изменения мгновенной частоты. Пусть $f_0 = 710$ Гц. Длительность элемента ЛЧМ-сигнала $T = 1$ с. Через одну секунду значение частоты сигнала должно измениться от начального значения 710 Гц до конечного 1400 Гц, то есть на 690 Гц. Отсюда можно получить значение для коэффициента α . Действительно, значение сигнала в момент времени T равно

$$S(T) = a \cos[2\pi T(f_0 + \alpha T)]. \quad (20)$$

Конечная частота $f_0 + \alpha T = 1400$ Гц, или $710 \text{ Гц} + \alpha T = 1400$ Гц. Тогда $\alpha = 690$ Гц/с = 690 Гц^2 . В результате имеем модель сигнала

$$S(t) = a \cos[2\pi t(710 + 690t)]. \quad (21)$$

Переходим к дискретной форме представления сигнала. Так как верхняя частота в общей контролируемой полосе частот, как указано выше, составляет 2048 Гц, то, согласно теореме Котельникова, частота дискретизации $f_d = 2f_{max} = 4096$ Гц.

Интервал дискретизации $\Delta t = \frac{1}{2f_{max}} = \frac{1}{4096}$ с,

или $\Delta t \approx 244.1$ мкс. Следовательно, на интервале времени в одну секунду общее количество отсчетов сигнала будет равно $N = T/\Delta t = 4096$. Выражение (21) для сигнала в дискретной форме запишется следующим образом

$$\begin{aligned} S(\Delta t \cdot n) &= \\ &= a \cos[2\pi \cdot \Delta t \cdot n(710 + 690 \cdot \Delta t \cdot n)] = \\ &= a \cos\left[2\pi \frac{n}{N} \left(710 + 690 \frac{n}{N}\right)\right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Для моделирования сигнала на ЭВМ возможно упрощение (без потери общности) выражения (22), полагая $a \equiv 1$. Тогда модель сигнала в дискретной форме примет вид:

$$S(n) = \cos\left[2\pi \frac{n}{4096} \left(710 + 690 \frac{n}{4096}\right)\right], \quad (23)$$

$n \in 0..4096$.

Выражение (23) соответствует ЛЧМ-сигналу длительностью 1 с, рассматриваемого в полосе частот 2048 Гц, у которого мгновенная частота меняется в пределах от 710 до 1400 Гц.

Теперь рассмотрим модель шума $\eta(t)$. Будем считать, что шум подчинен нормальному закону распределения. Математическое ожидание шума равно нулю, среднеквадратическое отклонение мгновенных значений шумового процесса выбирается из условия эксперимента. Генерируется 4096 мгновенных значений шума. В таком случае шум будет действовать в полосе частот 2048 Гц.

После создания модели сигнала и модели шума перейдем к рассмотрению алгоритмов обработки их смеси. Для этого приведем дискретную форму распределения Вигнера и определим процедуру преобразования действительного сигнала в сигнал аналитический.

Дискретная форма записи распределения Вигнера (5) может быть представлена выражением

$$p_w(k, n) = 2 \sum_{m=-N+1}^{N-1} Z_a^*(n-m) Z_a(n+m) e^{-j \frac{2\pi km}{M}}, \quad (24)$$

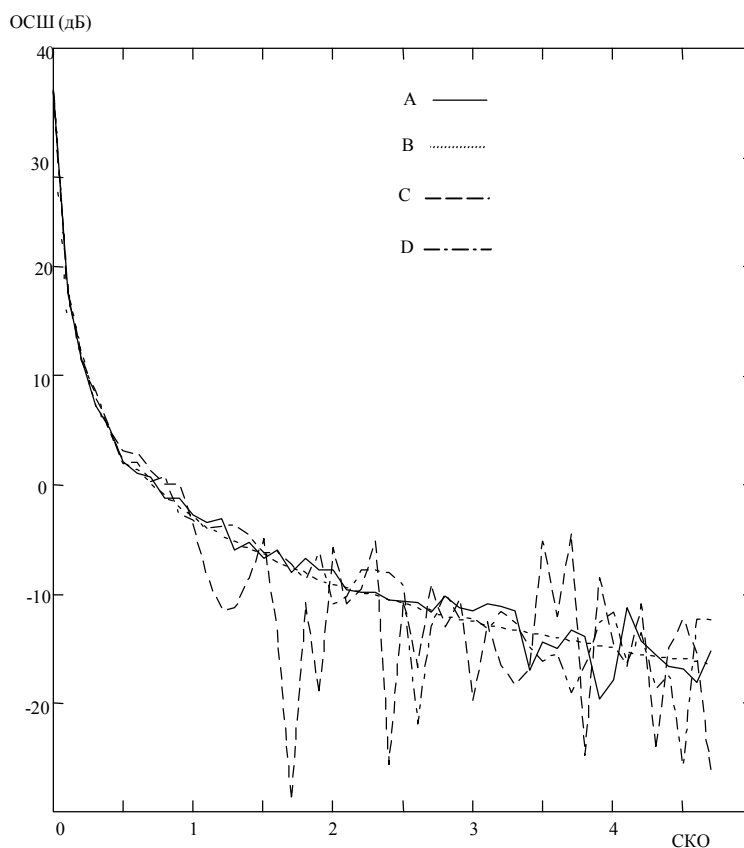


Рис. 10. Результаты оценивания ОСШ в децибелах. СКО — среднеквадратическое отклонение шума, А — значение ОСШ при использовании алгоритма на основе взаимного распределения Вигнера, В — истинное значение ОСШ, С — значение ОСШ при использовании алгоритма стандартной системы контроля, D — значение ОСШ при использовании алгоритма на основе распределения Вигнера

где $M > 2N - 1$, $k \in -N + 1 \dots N - 1$. Заметим, что процедура перехода от аналоговой формы распределения Вигнера к дискретной не является тривиальной. Подробное описание этой процедуры приведено, например, в [8]. Из (24) следует, во-первых, что для обработки аналогового сигнала он должен быть предварительно продискретизирован с тактовой частотой, по крайней мере вдвое превышающей частоту дискретизации Котельникова. Во-вторых, основу выражения (24) составляет дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Следовательно, для него существует быстродействующая вычислительная форма, базирующаяся на быстром преобразовании Фурье. Для сохранения общей идеологии преобразований с применением техники ДПФ вычисление аналитического сигнала проводим, используя известную связь спектров Фурье действительного и аналитического сигналов. Процедура вычисления аналитического сигнала заключается в следующем.

1. Вычисляется преобразование Фурье действительного сигнала $Z(n)$.

2. Спектр для отрицательных значений частот обнуляется. Спектр для положительных значений частот умножается на два.

3. Осуществляется обратное преобразование Фурье. В результате имеем массив комплексных значений процесса, реальная и мнимая части которого связаны между собой преобразованием Гильберта.

В ходе эксперимента менялись значения ОСШ на входе приемной системы в пределах от 36 дБ до минус 23 дБ. Производилось вычисление значений ОСШ по трем алгоритмам работы приемных устройств, описанным выше.

Использование взаимного распределения Вигнера дает более устойчивую картину усредненной характеристики (см. рис. 8, 9). Поэтому следует ожидать и лучших оценок. Действительно, рассмотрим результаты моделирования, представленные графиками на рис. 10.

Здесь приведены графики зависимостей величины ОСШ в децибелах от среднеквадратического отклонения шума, которое задается в процессе моделирования. (Кривая В характеризует истинное значение ОСШ). Как видно, предлагаемые алгоритмы существенно превосходят прототип по качеству функционирования. Так, стандартная система контроля интенсивности физических полей дает удовлетворительные результаты при ОСШ от 0 дБ до минус 3 дБ (кривая С). Первый из приведенных алгоритмов сохраняет работоспособность при ОСШ минус 15 дБ (кривая D). Если воспользоваться известной копией контрольного сигнала, то есть применить второй алгоритм, то работоспособность приемной системы сохраняется при ОСШ минус 20–23 дБ (кривая А).

Для повышения эффективности базовой системы контроля предусмотрено увеличение времени излучения контрольного сигнала с 1 с до 25 с. В результате повышается точность оценивания. Однако даже в этом случае результаты работы существующей системы контроля по крайней мере в три раза хуже результатов, которые могут быть получены при использовании предлагаемых алгоритмов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемые алгоритмы синтеза и анализа сигналов системы контроля интенсивности физических полей существенно расширяют ее возможности. Применение преобразования Вигнера позволяет, во-первых, совместить по времени этапы оценивания мощностей сигнала и шума, а во-вторых, производить измерения не в отдельных точках исследуемой полосы частот, а в полосах соответствующих октав. Дальнейшее совершенствование алгоритмов предполагает решение задачи повышения эффективности измерительной системы, в которой они реализованы, по оцениванию параметров реверберации на контролируемом объекте и борьбе с сосредоточенными помехами. Решение данных проблем авторами видится на пути усложнения процедуры частотно-временного анализа сигналов за счет использования модифицированных распределений Вигнера с пониженным уровнем интерференционного фона, например, с использованием методов, предложенных в [4–6].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колесников А.А., Комарович В.Ф., Железняк В.К. Корреляционная теория разборчиво-

сти речи // Вопросы радиоэлектроники (Серия «Общие вопросы радиоэлектроники»). 1995. № 1. С. 3–10.

2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
4. Hlawatsch F., Papandreou-Suppappola 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, November, № 11. P. 3067–3083.
5. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // УФН. 1996. Т. 166, № 11. С. 1145–1170.
6. Baraniuk R.G. Covariant Time-Frequency Representations through Unitary Equivalence // IEEE Signal Processing Letters. 1996. V. 3, March, № 3. P. 7981.
7. Boashash B., Ristic B. Time-Varying polyspectra and reduced Wigner-Ville Trispectrum // SPIE. 1992. V. 1770. P. 370–392.
8. Claassen 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.
9. Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. СПб.: ВАС, 1998. 368 с.
10. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
11. Cohen L. Time-frequency Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995. 500 p.

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

*Федеральное государственное унитарное предприятие «ИНФОРМАКУСТИКА», Санкт-Петербург
(В. К. Железняк)*

Материал поступил в редакцию 14.04.2000.

AUTOMATED INTENSITY CONTROL SYSTEM OF SIGNAL SCATTERING PHYSICAL FIELDS

A. A. Alekseev, V. K. Zhelezniak¹, V. F. Komarovich, S. V. Dvornikov

Military Communication University, Saint-Petersburg

¹The Federal State Unitary Enterprise INFORMACOUSTICS, Saint-Petersburg

This paper presents the results of theoretical and experimental studies of the intensity control methods referring to physical fields of signal scattering. A method is presented extending the capabilities of automated control systems. It is based on the theory of joint time-frequency representations of interference and signals.