

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ ВОЗМУЩЕННЫХ ПОТОКОВ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАБОРА БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ САЛАМИ

Ю.П. Маслобоев, С.В. Ручкин, М.Н. Рычагов, С.А. Терещенко

Московский государственный институт электронной техники

Введение

Разработанные в последнее время вычислительные алгоритмы моделирования задач диаметральных и многохордовых акустических измерений [1] позволяют на основе косвенных данных с высокой точностью определить профиль скорости установившегося потока жидкости в сечении трубопровода. Тем самым обеспечивается возможность получения набора прецизионных оценок скорости потока в нескольких измерительных плоскостях и определение на его основе общего количества жидкости или газа, транспортируемого за определенный промежуток времени.

В настоящей работе показано, что эффективное гидродинамическое моделирование жидких и газообразных сред является дополнительным инструментом, позволяющим получать аналогичные оценки также и в том случае, когда производятся УЗ измерения возмущенных потоков.

Расчет профилей скорости потоков вблизи различного рода гидравлических сопротивлений выполняется с использованием набора базисных функций Салами [2]. Численное моделирование включает три этапа: а) задание профиля скорости; б) формирование проекций времяпролетных ультразвуковых (УЗ) данных для произвольного угла поворота измерительной системы; в) получение прямой и квадратурной оценок величины расхода.

Теоретический анализ

Для произвольного профиля скоростей $v(r, \varphi)$ в сечении трубы и произвольной ориентации измерительной плоскости (рис. 1.а) средняя скорость $\bar{v}(\xi, \theta)$ по результатам УЗ времяпролетных измерений равна [3]

$$\bar{v}(\xi, \theta) = \frac{1}{2\sqrt{R^2 - \xi^2}} \left[\int_0^{\sqrt{R^2 - \xi^2}} v\left(\sqrt{\xi^2 + l^2}, \theta + \arctg \frac{l}{\xi}\right) dl + \int_0^{\sqrt{R^2 - \xi^2}} v\left(\sqrt{\xi^2 + l^2}, \theta - \arctg \frac{l}{\xi}\right) dl \right]. \quad (1)$$

Для диаметральных угловых измерений (рис.1.б)

$$\bar{v}(0, \theta) = \frac{1}{2R} \left[\int_0^R v\left(l, \theta + \frac{\pi}{2}\right) dl + \int_0^R v\left(l, \theta - \frac{\pi}{2}\right) dl \right]. \quad (2)$$

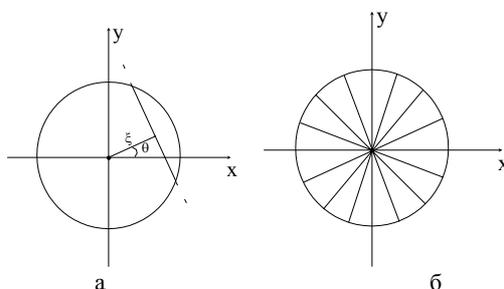


Рис. 1.

Нетрудно видеть, что для радиально-симметричного профиля скорости $v(r, \varphi) = v(r)$ все угловые диаметральные измерения совпадают и поэтому эти измерения, вообще говоря, непригодны как для повышения точности определения расхода, так и, тем более, для определения истинного двумерного профиля скорости. Аналогично, они непригодны и для идентификации конкретных профилей из заданного набора профилей, если в профилях скорости нет угловой зависимости. Однако если угловая зависимость присутствует, как это имеет место в наборе профилей Салами, такая возможность появляется [4].

Рассмотрим конкретный пример. Большинство базисных функций Салами (14 из 20) имеет вид (с учетом переобозначения $\frac{r}{R} \rightarrow r$)

$$v(r, \varphi) = v_1(r) + m v_2(r) v_3(\varphi), \quad (3)$$

где $v_1(r) = (1-r)^{\frac{1}{n}}$, $v_2(r) = (1-r)^{\frac{1}{k}}$, m, n, k – константы. Выберем наиболее неразличимый случай одной и той же функции $v_3(\varphi) = \exp(-a\varphi) \sin \varphi$, где a – ещё одна константа.

Таких профилей у Салами четыре – P1, P2, P12 и P13:

$$\bar{v}(0, \theta) = \frac{n}{n+1} + \frac{mk}{2(k+1)} \left[e^{-a(\theta + \pi/2)} - e^{-a(\theta - \pi/2)} \right] \cos(\theta). \quad (4)$$

Таблица 1.

№ п/п	Обозначение Салами	n	k	m	a
1	P1	9	0.5	3.317	0.5
2	P2	9	0.5	-6.7501	0.5
3	P12	7	9	0.6846	0.2
4	P13	7	9	-0.6846	0.2

На рис. 2 показаны графики нормализованных значений $\frac{\bar{v}(0, \theta)}{\bar{v}(0, 0)}$ для профилей P1, P2, P12 и P13. Таким образом, для разумно выбранного набора профилей, в том числе для профилей Салами, их идентификация по результатам угловых измерений в диаметральной плоскости возможна.

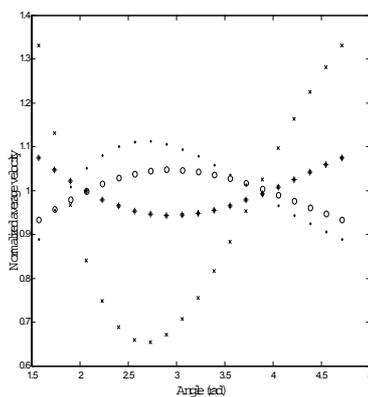


Рис. 2.

Гидродинамическое моделирование позволяет улучшить как собственно процесс проектирования измерительных модулей, так и может стать дополнительным средством косвенной калибровки и оптимизации УЗ измерительных систем.

Литература

1. Рычагов М.Н. // Акустический журнал, 1998, т. 44, с. 792.
2. Salami L.A. // Trans. Inst. MC, 1984, v. 6, p. 197.
3. Rychagov M.N., Tereshchenko S.A. // Inverse Problems, 2000, v. 16, p. 495.
4. Пат. РФ № 2142642 / Шалапутин И.Д., Чередниченко В.Е., Панкова О.А., опубл. 10.12.99.

**ОБНАРУЖИТЕЛИ С ДВУХРЯДНЫМИ ФАР, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ
ПРОСТРАНСТВЕННУЮ ФИЛЬТРАЦИЮ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ПО
ЗНАКОВОМУ КРИТЕРИЮ**

**В.В.Семенов, С.А.Васильев, И.С.Ефремов, Н.С.Каришнев,
Н.И.Коджабашев, И.В.Пушкарев**

ФГУП ЦНИИ «Морфизприбор», Санкт-Петербург

Актуальность проблемы и постановка задачи

Большое количество публикаций и патентов [1, 2, 3, 4], посвященных проблеме раздельной пространственной фильтрации (РПФ) объектов, являющихся источниками первичных и вторичных акустических полей, и находящихся в противоположных полупространствах относительно линейных или плоских звукопрозрачных ФАР, подчеркивают актуальность проблемы и сложность ее практической реализации, особенно для корабельных ГАС с буксируемыми линейными антеннами.

Большинство решений, относящихся непосредственно к алгоритмическим методам, позволяющим в реальном масштабе времени определять параметры движения объектов, основываются на использовании, как минимум, двухрядных ФАР. Наиболее часто используемый вариант решения задачи РПФ объектов основывается на формировании кардиоидных приемников с ориентацией их в противоположные полупространства.

Результаты теоретических исследований, математического моделирования [3], а также опыт эксплуатации традиционного обнаружителя (фильтр - квадратичный детектор - интегратор) с ФАР, включающей кардиоидные приемники, показывают, что это алгоритмическое решение имеет ряд принципиальных недостатков [3], из которых, прежде всего, следует отметить:

- суммирование акустических полей с двух полупространств (за счет неполного экранирования тыльного направления в каждом ПК), что приводит к неоднозначности определения координат и ЭД объектов;
- наличие постоянной составляющей на выходе ПК, обусловленной полем помех океана, компенсацию, которой в общем случае (для различных помехо-сигнальных ситуаций) не удается удовлетворительно осуществить ни одним из известных методов.

Цель данной работы - показать метод алгоритмического решения задачи РПФ объектов, устраняющий перечисленные принципиальные недостатки традиционных обнаружителей.

Обнаружители с линейными и плоскими антенными решетками

В случае, когда приемную антенну образуют два ненаправленных приемника, алгоритмическая структура обнаружителя (рис. 1) при $N=1$ в каждом ряду позволяет определить [3] полупространство положения объекта излучения акустической энергии. Учитывая, что рассмотренная структура (при $N=1$) является базовым элементом алгоритмической обработки обнаружителей, использующих знаковый признак (поляриность приращения постоянной составляющей на выходе интегратора,

обусловленной первичным или вторичным акустическим полем принимаемого сигнала), рассмотрим ее более подробно.

Если провести (условно) плоскость перпендикулярную к поверхности океана и к середине линии соединяющей два приемника, то эта плоскость является границей двух полупространств (в дальнейшем - плоскость раздела), при этом:

- коэффициент пространственной передачи обнаружителя по плосковолновому сигналу (и многолучевому тоже), приходящему с любых направлений, лежащих в плоскости раздела равен нулю. В данном случае рассматривается, идеальная структура обнаружителя, т. е. без фазовых разбросов элементов ее образующих;
- полярность сигнала на выходе обнаружителя определяется положением источника шумозлучения (или эхосигнала) относительно плоскости раздела и местом размещения звена (на выходе одного из двух фильтров ПК), обеспечивающего сдвиг по фазе на угол $\pi/2$ всех спектральных компонент в полосе фильтра;
- уровень постоянной составляющей, обусловленный акустическим полем помех, близким к изотропному, на выходе ПК (выход интегратора), пренебрежимо мал по сравнению с уровнем флуктуации.

Аналитическое выражение ХН пространственного канала (по выходу интегратора) рассматриваемого обнаружителя при $N=1$ имеет вид

$$R(\theta, \alpha) = \frac{\sin\left(\frac{\omega l}{c} \cos\theta \cos\alpha\right)}{\sin\frac{\omega l}{c}}, \quad (1)$$

где: $l < \lambda_g/2$ - расстояние между двумя приемниками; λ_g - длина волны для верхней частоты рабочего диапазона; ω - круговая частота; c - скорость звука в воде; α - угол в вертикальной плоскости между лучом в точке приема и его проекцией на горизонтальную плоскость; θ - угол в горизонтальной плоскости между нормалью к апертуре АР и направлением на объект в соответствии с рис. 1.

Изображение ХН основного элемента алгоритмической обработки в соответствии с выражением (1), имеющее вид двух сфероидов, симметрично расположенных относительно плоскости раздела и обеспечивающих решение задачи РПФ объектов за счет разнознаковых коэффициентов пространственной передачи, представлено на рис. 2.

Анализ нового обнаружителя с линейной двухрядной горизонтальной ФАР позволяет (согласно [3]) записать аналитическое выражение его ХН в виде

$$R(\theta, \alpha) = \frac{\sin^2\left[\frac{\omega dN}{2c}(\sin\theta \cos\alpha - \sin\theta_k)\right]}{N^2 \sin^2\left[\frac{\omega d}{2c}(\sin\theta \cos\alpha - \sin\theta_k)\right]} \times \frac{\sin\left(\frac{\omega l}{c} \cos\theta \cos\alpha\right)}{\sin\frac{\omega l}{c}}, \quad (2)$$

где: d, N - расстояние между соседними приемниками вдоль антенной решетки (АР) и их количество; θ_k - угол в горизонтальной плоскости между нормалью к апертуре АР и направлением оси ПК.

Изображения ХН пространственных каналов для некоторых направлений, определяемых выражением (2), представлены на рис. 3б, из которых видно существенное отличие их от ХН пространственных каналов обнаружителя с однорядной ФАР (рис. 3а), заключающееся в том, что происходит расщепление ХН произвольного ПК на два лепестка, один из которых формируется в одном полупространстве относительно плоскости раздела, а второй лепесток - в противоположном.

При этом надо иметь в виду, что оба указанных лепестка ХН, имеющих разнознаковые коэффициенты пространственной передачи (в зависимости от положения источника акустического излучения относительно плоскости раздела), проявляются на одном аппаратном выходе (выход интегратора). Это свойство нового обнаружителя определяет использование знакового признака для решения задачи РПФ объектов с точностью до углового раствора ХН пространственного канала, определяемого первым сомножителем выражения (3). В случае, когда для рассматриваемых обнаружителей используется двухрядная звукопрозрачная плоская ФАР, то ХН пространственного канала нового обнаружителя для произвольного направления имеет вид:

$$R(\theta, \alpha) = \frac{\sin^2 \left[\frac{\omega d N}{2c} (\sin \theta \cos \alpha - \sin \theta_k) \right]}{N^2 \sin^2 \left[\frac{\omega d}{2c} (\sin \theta \cos \alpha - \sin \theta_k) \right]} \times \frac{\sin^2 \left[\frac{\omega d M}{2c} (\sin \alpha - \sin \alpha_k) \right]}{M^2 \sin^2 \left[\frac{\omega d}{2c} (\sin \alpha - \sin \alpha_k) \right]} \times \frac{\sin \left(\frac{\omega l}{c} \cos \theta \cos \alpha \right)}{\sin \frac{\omega l}{c}} \quad (3)$$

где M - число приемников, определяющих вертикальный размер плоской ФАР;

α_k - угол, определяющий ориентацию ХН пространственного канала в вертикальной плоскости.

Рассматриваемый новый обнаружитель с двухрядной плоской ФАР обладает всеми характерными преимуществами, которые были рассмотрены у аналогичных обнаружителей с двухрядными линейными антеннами, в части решения задачи РПФ.

На рис. 4б представлены для нового обнаружителя ХН пространственных каналов, построение которых выполнено в соответствии с выражением (3). Для построения ХН пространственных каналов обнаружителя с однорядной плоской АР (рис. 4а) использовались первые два сомножителя выражения (3).

При увеличении вертикального волнового размера, начиная с $M=2$ (почти полдлины волны), представленная форма ХН пространственных каналов обоих обнаружителей при одинаковых вертикальных размерах приемных ФАР внешне одинакова. Но при этом, у нового обнаружителя в отличие от традиционного, вырабаты-

вается по выходу ПК (выход интегратора) знаковый признак, который обеспечивает решение задачи РПФ.

Выводы

Рассмотренные новые обнаружители, использующие двухрядные звукопрозрачные линейные и плоские антенные решетки, имеют ряд принципиальных преимуществ по сравнению с традиционными обнаружителями, а именно:

- наличие на выходе пространственного канала (выход интегратора) знакового признака при приеме сигналов с противоположных полупространств относительно апертуры антенны, что обеспечивает в режиме шумопеленгования и эхолокации решение задачи раздельной пространственной фильтрации объектов с определением параметров движения объектов;
- пренебрежимо малый уровень постоянной составляющей, обусловленный полем помех, близким к изотропному.

Литература

1. Бурдик В.С. Анализ гидроакустических систем - Л.: Судостроение, 1988, с.9;
2. Дайджест зарубежной прессы по вопросам кораблестроения – СПб: ЦНИИ им. ак. А.Н. Крылова, В.9, 1994, с. 67;
3. Клячкин В.И., Ключин В.В., Семенов В.В. Пространственная фильтрация акустических полей обнаружителями с двухрядными звукопрозрачными антеннами//Труды пятой международной конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» - СПб: ЦНИИ «Морфизприбор», 2000, с. 59;
4. Патент США № 5, 220, 537, 15.07.1993.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТРАНСМИССИЙ ТЯГОВЫХ МАШИН

В.А.Жулай

Воронежский государственный архитектурно-строительный университет

Введение

Прогрессивные тенденции в развитии машиностроения характеризуются широким применением электронных вычислительных средств, обеспечивающих оптимальные функциональные и эксплуатационные свойства различных машин с использованием системы измерений, обработки и анализа полученной информации.

Постановка задачи

Современные тяговые и транспортные машины имеют сложные механические и гидромеханические трансмиссии, которые становятся кибернетическими системами, обладающими большим объемом информации об их функциональном и техническом состоянии. Получение информации о виброакустических процессах является важной проблемой при формировании решений, используемых не только при создании машин, но и при их эксплуатации. В этой связи определено целевое направление развития информационного обеспечения тяговых машин - разработка систем, идентифицирующих функциональное состояние машины с использованием численных моделей, например, на основе метода конечных элементов (МКЭ).

Алгоритм решения

Принятая методология, основанная на научном опыте и знаниях виброакустического процесса в сложных динамических системах, определяется выбором операционной системы. Операционная система является результатом системного анализа быстропеременных процессов и определяет последовательность получения и обработки информации. Она включает в себя следующие блоки.

Вход n - вход виброакустического сигнала (виброскорости) от какого-либо источника (зубчатое зацепление, подшипники, зазоры в сопрягаемых деталях и т.п.) в корпусные конструкции трансмиссии;

Процесс - диссипация, поглощение, излучение виброакустического сигнала в корпусных конструкциях;

Выход - аналоговый сигнал, снятый акселерометром;

Сравнение сигнала акселерометра с эталонным сигналом, полученным на основе реализации математической модели виброакустического процесса в трансмиссии методом конечных элементов;

Принятие решения. Прогноз - в случае сравнимости сигналов с акселерометра и эталонного (+) принимается решение о продолжении эксплуатации машины или необходимости ее ремонта. В случае не идентичности сигналов (-) через обратную связь в математическую модель динамической системы вносятся новые сигналы воздействия (значения зазоров чистоты, вращения, нагрузок и др.) Формирование сигнала выхода с ЭВМ осуществляется до тех пор, пока он не станет идентичным сигналу с акселерометра. В этом случае однозначно определяются все параметры трансмиссии, позволяющие оценить ее техническое состояние. Многолетние экспериментальные и теоретические исследования авторов положены в основу определения следующих концептуальных принципов в измерении, обработке и анализе виброакустических процессов в сложных динамических системах:

1. Разработка способа преобразования измеренного виброакустического сигнала в обобщенную форму, позволяющую осуществлять последующий анализ с высокой точностью;

2. Получение данных о взаимосвязи виброакустических сигналов с причинно-следственными факторами и физико-геометрическими параметрами диагностируемых механических систем;

3. Разработка математической модели виброакустического процесса в трансмиссиях тяговых машин. Особенностью данной модели является глубокое отображение физической сущности процесса при различных внешних условиях и режимах работы машины. Математическое описание виброакустического процесса в трансмиссиях базируется на применении метода конечных элементов, позволяющего установить взаимосвязи между возмущающими факторами и физико-геометрическими параметрами механической системы. Математические модели такого высокого уровня, реализованные на ЭВМ, позволяют проводить имитационное моделирование виброакустических процессов, по результатам которого прогнозируется техническое состояние трансмиссии. При этом результаты вычислений позволяют представить процесс распространения виброакустических волн в векторном анимационном отображении на мониторе компьютера.

Решение проблемы (методология) виброакустического диагностирования технического состояния сложных динамических систем базируется на МКЭ и принятой операционной системы представляется алгоритмом, включающим следующими важнейшие операции:

- 1) дискретизация сплошных сред, разработка топологии сложной динамической системы на основе принятых конечных элементов (КЭ);
- 2) определение физико-геометрических характеристик расчетной схемы (плотность, коэффициент внутреннего трения, модуль упругости, модуль сдвига, моменты инерции сечения, размеры КЭ и другие характеристики);
- 3) выбор локальных систем координат (ЛСК) для каждого КЭ и глобальной (абсолютной) системы координат (ГСК), связанной с системой отчета;
- 4) формирование матриц масс, жесткости демпфирования i -го КЭ в ЛСК. Матрицы демпфирования представляется в соответствии с гипотезой Фойгта. Размерности матриц и векторов определяются количеством степеней свободы (СС) элемента, в качестве которых принимаются независимые перемещения узлов КЭ;
- 5) построение матрицы связи i -ой ЛСК с ГСК;
- 6) построение матриц масс, жесткости и демпфирования каждого i -го КЭ в ГСК. Для этого получаем уравнение равновесия i -го КЭ в глобальной системы координат.
- 7) построение глобальных матриц для ансамбля КЭ, аппроксимирующих топологию машин. Динамическое уравнение равновесия всего ансамбля элементов и узлов получается путем суммирования по конечным элементам и по узлам, при этом силы \bar{S}_i сокращаются, так как являются внутренними для топологической схемы. Степени свободы, соответствующие абсолютно жестким опорным связям, обычно исключают из системы уравнений;
- 8) формирование вектора \bar{P}^i правой части на основе результатов теоретических и экспериментальных исследований внешних и внутренних возмущающих воздействий гармонического, полигармонического, импульсного ударного и случайного характера в источниках виброакустической энергии при номинальном режиме работы машины;

9) интегрирование матричного уравнения (5) по времени выполняется прямым пошаговым методом Ньюмарка, для которого соотношение между векторами в моменты времени t и $t + \delta$ имеют вид

$$\dot{\bar{U}}^{t+\delta} - \dot{\bar{U}}^t = 0,5\delta \left(\ddot{\bar{U}}^{t+\delta} + \ddot{\bar{U}}^t \right); \quad \bar{U}^{t+\delta} - \bar{U}^t = 0,5\delta \left(\dot{\bar{U}}^{t+\delta} + \dot{\bar{U}}^t \right),$$

где δ – шаг интегрирования.

Таким образом, по методу Ньюмарка на каждом временном шаге выполняются следующие операции: - вычисление $\bar{q}^{t+\delta}$, нахождение из $\bar{U}^{t+\delta}$, определение $\dot{\bar{U}}^{t+\delta}$ и $\ddot{\bar{U}}^{t+\delta}$.

Решение системы осуществляется итерационным блочным методом Якоби. Для повышения эффективности итерационного метода решения применяется процедура полиномиального ускорения по Чебышеву.

В результате расчета по данному алгоритму получаем векторы виброскоростей, виброускорений, усилий в требуемых узлах расчетной схемы на заданном временном интервале;

10) проверка соответствия расчетных значений уровня виброскоростей, виброускорений, динамических сил и других параметров в заданных узлах расчетной схемы с нормируемыми результатами эксперимента.

В случае их несоответствия в программу вводятся иные значения физико-геометрических характеристик элементов конструкции машин согласно моделям воздействия в обратных связях операционной системы. Варианты расчета повторяются до тех пор, пока расчетные значения виброакустических параметров не будут соответствовать требуемым.

Заключение

На основании вышеизложенного необходимо отметить:

1. Разработана и опробована на практике методология диагностики технического состояния трансмиссий тяговых машин, включающая операционную систему и алгоритм реализации МКЭ;
2. Разработаны пакеты программного обеспечения принятой методологии и векторной анимации виброакустических процессов в трансмиссиях машин;
3. Предлагаемая методология диагностирования на тяговых машинах применяется впервые и требует значительно меньших материальных и трудовых затрат, чем при диагностировании механических систем традиционными методами.

СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА**В.З. Кранц***ФГУП ЦНИИ «Морфизприбор»*

В ряде случаев для передачи информации по гидроакустическому каналу представляется целесообразным применение простых, в частности, частотно-манипулированных сигналов. Подобные системы, в отличие от систем со сложными сигналами и корреляционной обработкой, не требуют жесткой синхронизации приемника. Кроме того, в многофункциональных гидроакустических комплексах для режимов гидролокации и связи иногда используется общий излучающий тракт, имеющий значительный, с точки зрения режима связи, запас по энергетике, но не обеспечивающий возможности излучения сложных широкополосных сигналов связи.

В m -позиционных системах частотной телеграфии (ЧТ) каждый элемент u_i сообщения передается тональным сигналом $z_i(t)$, имеющим длительность T и определенную для этого элемента частоту f_i из общего числа m :

$$z_i(t) = a \cos(2\pi f_i t) \quad (1)$$

При этом общая полоса частот, занимаемая системой, равна

$$F = \Delta f m, \quad (2)$$

где Δf – полоса, необходимая для передачи сигнала (1) и равная отстоянию соседних частот друг от друга.

В каналах, параметры которых не зависят от частоты, можно увеличивать скорость передачи информации, уменьшая длительность T сигнала (1). Однако в условиях многолучевого распространения, приводящего к затягиванию сигнала на время ΔT (рис.1), из-за наложения элементов сигнала друг на друга увеличения скорости передачи за счет только сокращения величины T возможно [1] при

$$T \geq (1.5 \div 2) \Delta T \quad (3)$$

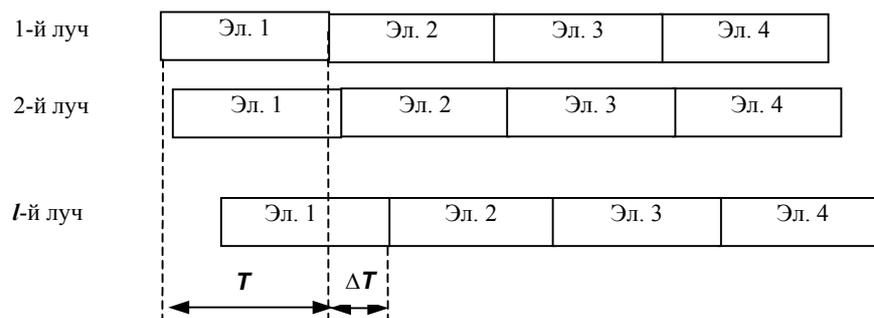


Рис. 1.

Ограничение (3) может быть устранено с помощью метода АМЕ (Anti Multipath Equipment) [1], позволяющего использовать сигналы вида (1) с длительностью, равной

$$T = \Delta T / n, \quad (4)$$

где n – коэффициент, характеризующий повышение скорости передачи и показывающий, во сколько раз длительность сигнала T уменьшается по сравнению с ΔT .

Сущность этого метода состоит в том, что для передачи сообщений в m -позиционной системе ЧТ используются $m(n+1)$ различных частот, составляющих $n+1$ ансамблей по m частот в каждом. При этом каждому из символов y_1, \dots, y_m сообщения соответствует определенная частота в каждом из ансамблей. При передаче сообщения на интервале $T+\Delta T$ по определенной программе осуществляется переход от одного ансамбля к другому, после чего процедура повторяется. Это позволяет в условиях (4) исключить передачу на интервале $T+\Delta T$ сигналов одинаковой частоты. Таким образом, при использовании метода АМЕ для повышения скорости передачи в $(1.5 \div 2)n$ раз требуется расширение общей полосы частот, занимаемой системой до величины

$$F_{AME} = \Delta f m (n+1) \quad (5)$$

В то же время возможен иной принцип построения m -позиционной системы ЧТ, при котором выполнение условия (4) достигается путем программной перестройки дополнительно введенных n^2 частот. При этом дополнительные частоты не имеют привязки к конкретным элементам сообщения, а используются в случаях, когда на интервале $T+\Delta T$ сигнал какой-либо частоты должен быть передан более одного раза. Этот метод может быть назван методом замещения повторяющихся частот (ЗПЧ).

При построении m -позиционной системы ЧТ на основе метода ЗПЧ ширина общей рабочей полосы имеет величину

$$F_{ЗПЧ} = \Delta f (m+n^2) \quad (6)$$

Из (5) и (6) следует, в частности, что при $m=32$ и $n=3$ система с АМЕ требует четырехкратного расширения полосы, в то время как при использовании ЗПЧ ширина полосы увеличивается менее чем на 30%.

Коэффициент, характеризующий соотношение требований к ширине полосы для рассматриваемых вариантов построения m -позиционной системы ЧТ,

$$k = F_{AME} / F_{ЗПЧ} = m(n+1) / (m+n^2) \quad (7)$$

зависит от выбора значений m и n . В таблице 1 приведены значения k для некоторых m и n .

Табл. 1.

m n	2	4	8	16	32	64
1	1.33	1.6	1.78	1.88	1.94	1.97
2	1	1.5	2	2.4	2.67	2.82
3	0.73	1.23	1.88	2.56	3.12	3.51
4	0.56	1	1.67	2.5	3.33	4.0

Из (7) для заданного значения m можно определить оптимальное значение n , при котором величина k будет максимальной, т.е. определить ту величину скорости передачи, при которой m -позиционная система, использующая метод ЗПЧ, позволяет минимизировать ширину полосы по сравнению с системой, построенной для тех же условий на основе метода АМЕ.

При этом

$$n = n_{opt} = 1 + \sqrt{m-1} \quad (8)$$

$$k = k_{max} = \frac{m \cdot (2 + \sqrt{m-1})}{2 \cdot (m + \sqrt{m-1})} \quad (9)$$

На практике системы ЧТ с ЗПЧ реализуются при $n < n_{opt}$. Это связано с тем, что при уменьшении длительности T необходимо соответственно увеличивать мощность передатчика, чтобы сохранить требуемую помехоустойчивость системы. Кроме того, уменьшение величины T ведет к уменьшению значения Δf и, следовательно, к расширению общей рабочей полосы системы.

Система ЧТ с $m=10$ и $n=1$, основанная на методе ЗПЧ, используется в качестве одного из режимов гидроакустической связи ГАК «Енисей» [2]. В системе связи между подводными аппаратами и кораблем-носителем [3,4] установлены значения $m=32$ и $n=3$. В этой системе предусмотрены процедуры, обеспечивающие защиту от аддитивной гауссовой помехи, импульсной широкополосной помехи и непрерывной тональной помехи. Проверка функционирования этой системы выполнена с помощью компьютерного моделирования в условиях воздействия указанных помех.

Литература

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений // М.: Советское радио, 1963. 576 с.
2. Идин В.Б. Вспоминая «Енисей»...// Из истории отечественной гидроакустики. С-Петербург: Изд. ЦНИИ им.акад.А.Н.Крылова, 1998. С.197-202
3. Krants V.Z, Sechin V.V. Submersible vehicles-to-ship-carrier sonar communication system // Proc. Conf. "Navy and Shipbuilding Nowadays – NSN'2001", 4-6.12.2001, St. Petersburg, 2001. P.339-342
4. Ostriyansky E.A., Voitov A.A. Pescar – a novel ultra small-size system to be fitted on manned submersible vehicles for rescue & salvage operations & research works on sea bed // Proc. Conf. "Navy and Shipbuilding Nowadays – NSN'2001", 4-6.12.2001, St. Petersburg, 2001. P.374

ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС И ФРАКТАЛЫ В КРУПНОМАСШТАБНОЙ ВРЕМЕННОЙ ОРГАНИЗАЦИИ АКУСТИЧЕСКОГО РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

О.П. Складов

Санкт-Петербургский НИИ уха, горла, носа и речи

Введение

В последнее десятилетие значительное число задач в нелинейной акустике было успешно решено методами теории критических явлений [1]. Довольно часто динамика таких задач вблизи критической точки описывается средствами теории динамического хаоса.

Оказалось, что этот подход является весьма продуктивным при объяснении многих эффектов при описании крупномасштабной временной структуры акустического речевого сигнала [2, 3]. Можно показать, исходя из исследования крупномасштабной временной структуры речевого сигнала, что речь обладает целым набором динамических режимов. Переход из одного режима в другой может происходить под влиянием внешних как инструментальных, так и «обучающих» воздействий на динамическую систему. В нашем случае такой системой является механизм речеобразования человека, а указанными влияниями могут быть, например, акустическая обратная связь или множество различных управляющих (так называемых «обучающих» процедур), примененных к субъекту.

В работе мы описываем наш метод регистрации крупномасштабной временной структуры речевого сигнала, базирующийся на сегментации речевого сигнала по принципу «есть голос – нет голоса». Этот же метод был использован для определения временной структуры музыки (использовались инструментальные пьесы Вивальди и Паганини). Нормализованные длительности таких сегментов организованы как некие точечные множества на интервале $[0, 1]$. Обычная топологическая размерность такого точечного множества имеет нулевую размерность, однако оцененные безмодельным способом хаусдорфовы размерности экспериментально измеренных точечных множеств оказались больше нуля, но меньше единицы. Такие множества, по определению, называются фракталами [4]. Измерялась также безмодельным способом Колмогоровская энтропия таких множеств. На основе этих вычислений мы заключаем, что система может иметь как регулярные, квазипериодические свойства, характерные для участков речи с нарушенным ритмом, так и иррегулярные хаотические свойства, характерные для нормальной речи. Участки речи с нарушенным ритмом можно получить, используя эффект Ли, или воздействие задержанной акустической обратной связи на говорящего, когда в его речи наблюдаются нарушения плавности. Оказалось также, что музыка имеет регулярную структуру бифуркаций удвоение периода. Оказалось, что система речеобразования имеет критическую точку в сценарии перехода динамики к хаосу в зависимости от внешнего управляющего параметра. В качестве такого сценария, как оказалось, можно принять сценарий Фейгенбаума перехода к хаосу. Внешние управляющие воздействия, могут использоваться для того, чтобы приводить такие временные характеристики, как речевой темп и ритм, в область нормальных значений.

Сегментация

Речевые сигналы вводились в компьютер. После предварительной фильтрации мы определяли порог сегментации для каждого отдельного субъекта с помощью тестовой фразы. Амплитудный порог нарастал постепенно с достаточно малым шагом до тех пор, пока впервые не выделялись шесть (и только шесть) сегментов, содержащихся в тестовой фразе «папа, папа, папа». Для определения момента, когда начинается неозвонченный сегмент, мы использовали параметр временного разрешения, составляющий 40 мсек. Процесс определения порога прекращался, если коэффициент вариаций длительностей сегментов не превышал 0.5.

Затем это значение порога использовалось для автоматической сегментации основного сигнала. Сравнение результатов, полученных с помощью автоматической сегментации и результатов как ручной сегментации сигнала, так и результатов, полученных при вычислении интонационного контура, дали удовлетворительное согласие. Кроме того, контрольное прослушивание сигнала, полученного обнулением «неозвонченных» сегментов сигнала, не приводило к нарушению разборчивости речи.

Полученные в результате процедуры сегментации длительности сегментов, после нормировки, образовывали точечное множество на интервале [0, 1]. Среднюю длительность этих сегментов мы назвали «V/U»-темпом, а их последовательность – «V/U»-ритмом. В случае только «Voice» сегментов эти величины называются соответственно «V»-темпом и «V»-ритмом.

Фрактально-хаотическая природа речи

Хаусдорфовы размерности. Реконструкция динамики сложных систем возможна безмодельным способом по информации, содержащейся во временной экспериментальной последовательности только одной, но существенной переменной. В нашем случае такой последовательностью являются элементы «V/U»-ритма или «V»-ритма. Ренормгрупповые свойства фракталов обеспечивали равноправность этих двух представлений ритма [4].

В частности, для «V»-ритма возможно реконструировать хаусдорфовы размерности исследуемого точечного множества. В непрерывном случае эта размерность соответствует размерности аттрактора, к которому стягивается фазовая траектория динамической задачи.

Для определения хаусдорфовой размерности D некоторого точечного множества, занимающего область с объемом L^D в D -мерном пространстве, покроем это множество кубами с объемом l^D . Минимальное число таких непустых кубов, покрывающих множество, есть $M(l) = L^D (1/l)^D$. Из этого выражения можно получить приближенную оценку D :

$$D = \lim_{l \rightarrow 0} \left[\frac{\ln M(l)}{\ln(1/l)} \right]. \quad (1)$$

Наибольшая нижняя граница Хаусдорфовой размерности D_2 представима в виде [4]:

$$D_2 = \lim_{l \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\sum_{i=1}^{M(l)} p_i^2 \right)}{\ln l} . \quad (4)$$

Принимая во внимание, что вероятность нахождения точки в i -ой ячейке p_i оценивается как предел при $N \rightarrow \infty$ отношения N_i / N , где N есть общее число точек, или число элементов (длительностей сегментов) соответствующего ритма, и N_i есть число элементов в i -ой ячейке, формула (4) может быть рассчитана из экспериментально измеренных длительностей сегментов. На практике наибольшую нижнюю границу размерности D_2 можно вычислить как тангенс угла наклона линейной регрессии следующих, вычисленных при различных l , точек:

$$\left(\ln \frac{1}{N^2} \left(\sum_i^{M(l)} N_i^2 \right); \ln(l) \right)$$

Эти хаусдорфовы размерности для нормальной речи и для речи с нарушенным ритмом оказались равными: нормальный ритм: $D_2=0,75 \pm \sigma_2=0,75 \pm 0,14$; нарушенный ритм: $D_2=0,56 \pm \sigma_2=0,56 \pm 0,12$. Дробная размерность больше нуля для нарушенного ритма $D_2=0,56$ есть доказательство его фрактальной природы. Полученные нижние границы размерности Хаусдорфа соответствуют в сценарии Фейгенбаума перехода к хаосу областям хаоса и бифуркаций соответственно [4].

Можно также показать, что энтропия Колмогорова для нормальной речи положительна и конечна. Это соответствует детерминированной хаотичности ритмики плавной речи. Для участков речи с нарушенным ритмом нижняя граница энтропии Колмогорова отрицательна, что, в принципе, допускает нулевое значение энтропии Колмогорова, а тем самым, допускается наличие периодических форм движения с нулевой информационной энтропией [2, 3].

Литература:

1. Заславский Г.М., Сагдеев Р.З. Введение в нелинейную физику: от маятника до турбулентности и хаоса. - М.: Наука, 1988, 378 с.
2. Скляр О.П. Элементы теории ритма речи на основе физической феноменологии его нарушений. Автореф. дисс... доктора физ.-мат. наук. - СПб.: Санкт-Петербургский Университет, 1999, 32с .
3. Skljarov O. P. // In: 2000 2nd Int. Conf. "Control of Oscillations and Chaos"./Eds. By F.L.Chernousko, A.L.Fradkov.- St. Petersburg: IEEE, 2000, p. 449.
4. Шустер Г. Детерминированный хаос. - М.: Мир, 1988, 240 с.

СЕГМЕНТАЦИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ВСТРЕЧНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

С.В.Ильин, М.Н.Рычагов

Московский государственный институт электронной техники

Введение

Современные биомедицинские изображения, формируемые в процессе обработки данных многокурсного или многочастотного сканирования, представляют собой в большинстве случаев результат реализации тех или иных алгоритмов цифровой реконструкции (в частности, алгоритмов обработки данных ультразвукового томографического эксперимента [1]). Эти изображения довольно специфичны и требуют от персонала большого и разностороннего опыта работы для их адекватной интерпретации [2].

Целью настоящего исследования является разработка алгоритмов сегментации подобных изображений, позволяющих выделять области, соответствующие тканям с одинаковыми акустическими характеристиками.

Теоретический анализ

Разработанный алгоритм сегментации ультразвуковых изображений основан на использовании *нейронной сети встречного распространения* (рис. 1).

Собственно процесс сегментации включает в себя формирование обучающей выборки из элементов изображения, создание и тренировку нейронной сети, и классификацию каждого элемента изображения полученной нейронной сетью.

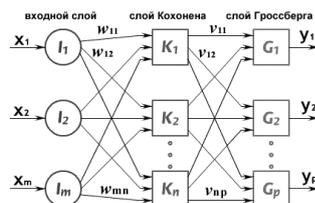


Рис. 1

Формирование обучающей выборки

Обучающая выборка формируется следующим образом. Пользователь выбирает ту область изображения, которая по его мнению соответствует одной из биотканей; программа формирует входной вектор X для центрального элемента изображения, образованный значением интенсивностей этого элемента и восьми его ближайших соседей по схеме, представленной на рис. 2.

Таким же образом формируются входные векторы для его восьми ближайших соседей. Подобную процедуру пользователь проделывает для каждой биоткани один раз. В результате получается набор из $9 \cdot N$ входных векторов, где N – количество типов биоткани.

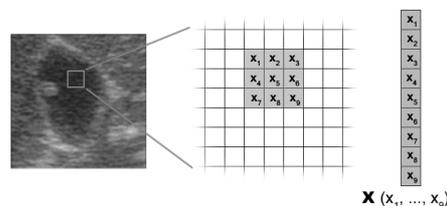


Рис. 2

Обучение нейронной сети

Веса, относящиеся к n -у нейрону Кохонена, образуют весовой вектор w_n ($w_{1n}, w_{2n}, \dots, w_{mn}$). Перед процессом обучения входные и весовые вектора нормируются.

При обучении сети на её вход подаётся входной вектор, и вычисляются его скалярные произведения с векторами весовых коэффициентов синаптических связей, соединяющих все нейроны сети Кохонена. Для n -го нейрона Кохонена скалярное произведение может быть выражено следующим образом:

$$S_n = \sum_i x_i w_{in} = x_1 w_{1n} + x_2 w_{2n} + \dots + x_m w_{mn}$$

Нейрон Кохонена с максимальным значением скалярного произведения объявляется «победителем» и его веса подстраиваются. Процесс обучения, таким образом, состоит в выборе нейрона Кохонена с весовым вектором, наиболее близким к входному вектору, и дальнейшем приближении весового вектора к входному. Уравнение, описывающее процесс обучения, имеет следующий вид:

$$w_n = w_c + \alpha(x - w_c),$$

где w_n – новое значение веса, соединяющего входную компоненту x с выигравшим нейроном; w_c – предыдущее значение этого веса; α – коэффициент, определяющий скорость обучения, который может варьироваться в процессе обучения.

После того, как сеть обучена, подача на входы сети близких входных векторов будет приводить к тому, что победителем будет становиться один и тот же нейрон Кохонена.

Соответственно, нейроны Кохонена используются для нахождения подгрупп в обучающей выборке, а нейроны слоя Гроссберга служат для объединения этих подгрупп в конечные классы.

Сегментация элементов изображения

Для каждого элемента изображения (кроме элементов крайних строк и столбцов) формируется входной вектор, которые затем подаётся на входы сети. В зависимости от того, какой из нейронов Гроссберга выдаст на выходе единицу, соответствующий элемент изображения будет отнесен к той или иной группе тканей и будет окрашен заданным цветом.

Результаты

Результат работы программы показан на рис. 3.



Рис. 3

При тестировании программы использовались реальные и модельные монохромные ультразвуковые изображения в формате ТИФ. Размерность исходных изображений - 100x100 пикселей, результирующих – 98x98 пикселей.

Для изображений, характеризуемых набором параметров трех различных биотканей, наилучший результат достигнут при использовании нейронной сети со следующей архитектурой: кол-во входных нейронов – 9, количество нейронов слоя Кохонена – 7, количество выходных нейронов – 3.

Алгоритм реализован с помощью нейронно-сетевого инструментария Neural Network Toolbox пакета MATLAB 6.1 и функционирует в интерактивном режиме.

Погрешность метода, оцениваемая на модельных ультразвуковых изображениях, составляет около 12%.

Литература

1. Рычагов М.Н. Ультразвуковая медицинская визуализация: В-сканирование и цифровая реконструкция. – М.: МИЭТ, 2001, 140с.
2. Буров В. А., Ким Е. Л. Конфигурационная классификация стохастических структур: модель процедуры классификации тканей в акустическом томографе // Сборник трудов XI сессии Российского акустического общества, т.2. – М. ГЕОС, 2001, с.26.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА ИДЕНТИФИКАЦИИ СИГНАЛА В ДВУХКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

И.В.Богатырева, Е.Л.Шейнман

ФГУП ЦНИИ «Морфизприбор», Санкт-Петербург

Современные ГАК представляют собой многоканальные иерархические системы обработки информации, основными решаемыми задачами которых являются распознавание и оценка параметров морских объектов. Наличие в системах многоканальности предъявляет особые требования к эффективному решению задач объединения информации, поступающей из различных информационных каналов комплекса, которые реализуются в системах комплексной обработки (СКО). В СКО производится идентификация сигналов объектов, обнаруженных в различных режимах ГАК, и их комплексная нумерация, по результатам которой осуществляются комплексное распознавание объектов и комплексная оценка параметров. При этом качество решения задач комплексного распознавания и комплексной оценки параметров определяется качеством решения задачи идентификации. Поэтому представляет интерес анализ эффективности реализуемых в многоканальных системах алгоритмов объединения информации.

В докладе рассматривается задача оценки эффективности алгоритма идентификации объектов, обнаруженных в двух различных режимах ГАК, по критериям вероятности правильной и ложной идентификации.

Из каждого информационного канала на вход СКО поступают формуляры параметров всех объектов, обнаруженных в этих каналах, по которым проводится идентификация. Для каждого i -того и r -того объекта, обнаруженного соответственно в первом и втором режимах, определяются взаимные расстояния измерений ΔU_{ir} . Решение, что объекты i_0 и r_0 , обнаруженные в разных режимах, принадлежат одному объекту, принимается в том случае, если расстояние между ними минимально и меньше порогового значения:

$$\Delta U_{i_0 r_0} = \min_{i,r} (\Delta U_{ir}^T \Psi(\Delta U_{ir})^{-1} \Delta U_{ir}) \leq \varepsilon,$$

где ΔU_{ir} – вектор, представляющий собой разность векторов информационных параметров U_i и U_r , выработанных в обоих режимах, по которым проводится идентификация; $\Psi(\Delta U_{ir})$ – его корреляционная матрица ошибок; ε – задаваемое пороговое значение.

Такой алгоритм идентификации, обеспечивающий максимум правдоподобия, разработан в работах [1, 2] и часто применяется в современных ГАК. В качестве информационных параметров обычно используются оценки траекторных параметров объектов. При этом их перечень определяется режимом, в котором измеряется наименьшее количество параметров. В худшем случае, для идентификации используются только оценки пеленга.

В общем случае отождествления по нескольким параметрам выражения для условных вероятностей правильной идентификации одного и ошибочной иденти-

фикации двух объектов, при наличии обнаружения в каждом из режимов только одного объекта, записываются следующим образом [2]:

$$P_{np.иод1} = P(\Delta U_{ir} \leq \Delta U_{cmp} / \Delta S = 0) = \int_{-\infty}^{\infty} w(U_i) \cdot \left\{ \int_{U_i - \Delta U_{cmp}}^{U_i + \Delta U_{cmp}} w(\Delta U_{ir}) d\Delta U_{ir} \right\} dU_i,$$

$$P_{ош.иод2} = P(\Delta U_{ir} \leq \Delta U_{cmp} / \Delta S) = \int_{-\infty}^{\infty} w(U_i) \cdot \left\{ \int_{U_i - \Delta U_{cmp}}^{U_i + \Delta U_{cmp}} w(\Delta U_{ir} + \Delta S) d\Delta U_{ir} \right\} dU_i,$$

где w – плотность распределения соответствующего вектора параметров, ΔS – расстояние между объектами, ΔU_{cmp} – размер строга, определяемый задаваемым значением порога ε и погрешностью измерений.

Вероятность правильной идентификации двух объектов, при их одновременном обнаружении в двух режимах, имеет вид: $P_{np.иод2} = P_{np.иод1} (1 - P_{ош.иод2})$.

Анализ эффективности алгоритма идентификации проводился для случая идентификации только по оценкам одного параметра, что позволило определить нижнюю границу вероятности правильной идентификации двух объектов.

Была разработана программа, позволяющая получить вероятности правильной и ложной идентификации объектов в зависимости от порогового значения, ошибок измерения и расстояния между ними.

На рисунках приведены зависимости вероятности правильной идентификации:

- для одного объекта, обнаруженного в разных режимах (рис. 1);
- для двух объектов, один из которых обнаружен в одном режиме, а второй – в другом, в зависимости от погрешности оценки пеленга σ , при $\varepsilon=3$, $\Delta S=5^\circ$ (рис. 2), и от относительного расстояния между объектами $\Delta S/\sigma$, при $\varepsilon=3$ (рис. 3);
- для двух объектов, при их одновременном обнаружении в двух режимах, от порогового значения ε (рис. 4).

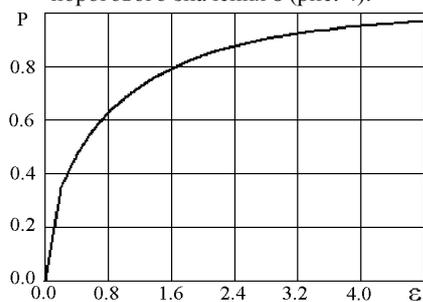


Рис. 1

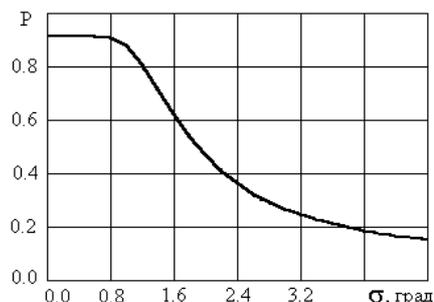


Рис. 2

Вероятность правильной идентификации одного объекта не зависит от погрешности измерения и зависит только от порога ε , что позволяет выбрать порог, удовлетворяющий задаваемым требованиям на вероятность правильной идентификации одного объекта, обнаруженного в разных приемных трактах.

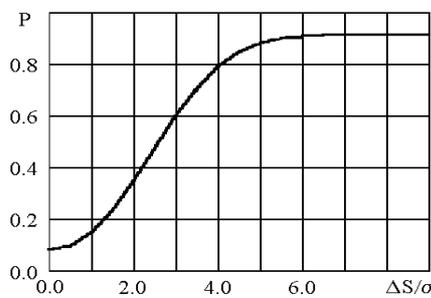


Рис. 3

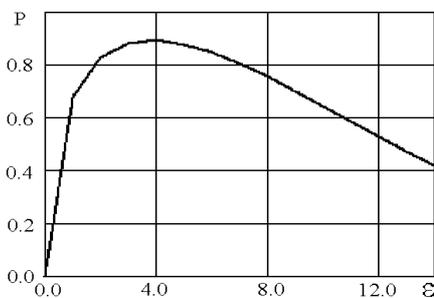


Рис. 4

Вероятность правильной идентификации двух разных объектов (рис. 2) при увеличении ошибки измерения уменьшается, так как увеличивается вероятность попадания отметки от одного объекта в строб, образованный вокруг другого, то есть, увеличивается вероятность ложной идентификации. Зависимость вероятности правильной идентификации от расстояния между объектами определяется значениями выбранного порога и соотношением между расстоянием и погрешностью оценки параметра (рис. 3). Так, например, для обеспечения вероятности правильной идентификации одного объекта, равной 0.9, пороговое значение должно равняться 3, для любых σ (см. рис. 1). При этом вероятность правильной идентификации двух объектов, равная 0.9, обеспечивается при расстоянии между объектами равном 5σ .

Вероятность правильной идентификации двух объектов, одновременно обнаруженных в каждом из режимов (рис. 4), определяется противоречивыми тенденциями: увеличением вероятности правильной идентификации одного объекта, при увеличении порогового значения, и ростом вероятности ложной идентификации двух объектов. Максимум графика позволяет определить значение оптимального порога, то есть такого порогового значения, при котором достигается наибольшее значение вероятности правильной идентификации двух объектов, разнесенных между собой на заданное расстояние.

Таким образом, в настоящей работе приведены аналитические алгоритмы оценки эффективности идентификации объектов, обнаруженных в двухканальной системе обработки информации, по критериям вероятности правильного и ложного принятия решений. Разработан пакет программ, позволяющий проводить оценку эффективности идентификации для различных двухканальных систем обработки информации и выбирать параметры алгоритма идентификации, исходя из требований, задаваемых для каждой конкретной системы. Проанализировано влияние различных факторов на эффективность алгоритма идентификации.

Литература

1. Жандаров А.М. Идентификация и фильтрация измерений состояния стохастических систем. –М.: Наука, 1979, с. 95.
2. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. –М.: Советское Радио, 1974, с. 405.