

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.391.268

Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, С.Е. Корепанов

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ДВИЖУЩИМИСЯ ОБЪЕКТАМИ ПРИ НАЛИЧИИ БЛИЗКОРАСПОЛОЖЕННЫХ ПОХОЖИХ ОБЪЕКТОВ

Предлагаются аналитический и эвристический алгоритмы слежения за объектами на основе корреляционного совмещения изображений. Особенность алгоритмов заключается в использовании штрафной функции, которая позволяет учитывать величину отклонения измеренных координат объекта от прогнозируемых для уточнения координат объекта. Слежение за объектами проводится при наличии похожих объектов и участков фона, расположенных вблизи объекта наблюдения. Представлены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: слежение за объектами, измерение координат, критериальная функция, корреляционный алгоритм, фильтр Калмана.

Введение. В настоящее время технологии автоматического слежения за объектами находят широкое применение в сфере безопасности, в системах мониторинга транспорта, в навигационных бортовых системах летательных аппаратов и специальной технике.

Под слежением за объектом понимается оценивание координат объекта в последовательности изображений. Одним из наиболее помехоустойчивых алгоритмов слежения за объектами является алгоритм на основе корреляционного совмещения изображений. Однако он не всегда обеспечивает приемлемое качество слежения при действии таких искажающих факторов, как заслонения объектов участками фона или другими объектами, а также при наличии похожих объектов, расположенных вблизи объекта наблюдения [1].

В настоящей статье решается задача слежения за объектами в условиях действия названных факторов. Алгоритм, полученный в результате решения задачи, использует процедуру корреляционного совмещения изображений совместно с временной фильтрацией координат объекта.

Постановка задачи. Рассмотрим математические модели, на основе которых будет решаться задача слежения.

Считая движения по координатам x и y

независимыми, поведение объекта во времени опишем следующей моделью движения:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{n+1} &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}_n + \boldsymbol{\omega}_{x,n}, \\ \mathbf{Y}_{n+1} &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y}_n + \boldsymbol{\omega}_{y,n}, \quad n = \overline{1, N-1}, \\ \mathbf{X}_n &= (\theta_{x,n}, \dot{\theta}_{x,n}), \quad \mathbf{Y}_n = (\theta_{y,n}, \dot{\theta}_{y,n}), \end{aligned} \quad (1)$$

где \mathbf{X}_n , \mathbf{Y}_n , \mathbf{X}_{n+1} , \mathbf{Y}_{n+1} – векторы состояния объекта по координатам x и y на n и $n+1$ кадрах видеопоследовательности, состоящие из координат центра объекта и их производных; $\boldsymbol{\omega}_{x,n}$, $\boldsymbol{\omega}_{y,n}$ – вектора возмущений на n -м кадре, которые описываются моделью белого шума с нулевым средним и диагональной ковариационной матрицей \mathbf{Q} , \mathbf{F} – матрица перехода:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Delta t \text{ – период следования кадров}$$

видеопоследовательности, N – число кадров видеопоследовательности.

Для описания фоноцелевой обстановки на кадрах видеопоследовательности введем модель наблюдения с нулевым фоном, т.е. будем считать, что фон равен нулю в точках, где объект отсутствует.

Пусть известно изображение объекта задано функцией $h(x, y)$, тогда за пределами объекта $h(x, y) = 0$. Таким образом, наблюдае-

мое изображение n -го кадра видеопоследовательности можно описать выражением:

$$l_n(i,j) = h(i - \theta_{x,n}j - \theta_{y,n}) + \eta_n(i,j), \quad (2)$$

$$i = \overline{1, N_x}, j = \overline{1, N_y},$$

где i, j - дискретные координаты точек изображения; $l_n(i,j)$ - функция яркости точек наблюдаемого изображения; $\eta_n(i,j)$ - нормальный пространственно некоррелированный шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_η^2 ; N_x, N_y - размеры дискретного изображения. Предполагается, что шум $\eta_n(i,j)$, шум возмущения $\omega_{x,n}, \omega_{y,n}$, а также начальные значения векторов состояния $\mathbf{X}_1, \mathbf{Y}_1$ взаимно некоррелированы.

Модель измерения координат объекта опишем выражением:

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_{x,n} &= \mathbf{H}\mathbf{X}_n + \Delta\theta_{x,n}, \\ \tilde{\theta}_{y,n} &= \mathbf{H}\mathbf{Y}_n + \Delta\theta_{y,n}, \mathbf{H} = [1 \ 0], \end{aligned} \quad (3)$$

где $\tilde{\theta}_{x,n}, \tilde{\theta}_{y,n}$ - измеренные значения координат, $\Delta\theta_{x,n}, \Delta\theta_{y,n}$ - гауссовы некоррелированные ошибки измерения координат с неизвестными средними и дисперсиями $R_{x,n}, R_{y,n}$ на n -м кадре.

Поставим задачу слежения за объектами следующим образом. Пусть известно эталонное изображение $h(i,j)$, которое задается целеуказанием оператора на первом кадре видеопоследовательности. Требуется на основе наблюдаемых изображений $l_n(i,j), n = \overline{1, N}$ вычислять оценки координат объекта $\hat{\theta}_{x,n}, \hat{\theta}_{y,n}$ на каждом n -м кадре.

Общий подход к решению поставленной задачи. В настоящей статье для повышения точности оценивания координат объекта используются априорные гауссовы плотности вероятности распределения координат объекта, заданные соответствующими средними значениями $\bar{\mathbf{X}}_n, \bar{\mathbf{Y}}_n$ и ковариационными матрицами $\mathbf{M}_{x,n}, \mathbf{M}_{y,n}$ векторов состояния объекта $\mathbf{X}_n, \mathbf{Y}_n$ [2]. Данные характеристики можно получить, применяя аппарат Калмановской фильтрации.

Для того чтобы воспользоваться указанным подходом, необходимо разработать алгоритм оптимального измерения координат объекта и вывести формулу для вычисления статистичес-

ких характеристик ошибок измерений координат $\Delta\theta_{x,n}, \Delta\theta_{y,n}$.

Синтез алгоритма оптимального измерения координат при сложном фоновом изображении приведен в [2]. При этом априорные плотности вероятности распределения векторов состояния объекта к текущему кадру n принимаются известными.

При нулевом фоне измеренные координаты объекта $\tilde{\theta}_{x,n}, \tilde{\theta}_{y,n}$ на n -м кадре видеопоследовательности вычисляются путем максимизации критериальной функции:

$$q(\theta_{x,n}, \theta_{y,n}) = \frac{2}{\sigma_\eta^2} \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} l_n(i,j) h(i - \theta_{x,n}j - \theta_{y,n}) - \frac{1}{\sigma_{\tilde{\theta}_{x,n}}^2} (\theta_{x,n} - \bar{\theta}_{x,n})^2 - \frac{1}{\sigma_{\tilde{\theta}_{y,n}}^2} (\theta_{y,n} - \bar{\theta}_{y,n})^2, \quad (4)$$

где $\bar{\theta}_{x,n}, \bar{\theta}_{y,n}$ - прогнозируемые координаты объекта, $\sigma_{\tilde{\theta}_{x,n}}^2, \sigma_{\tilde{\theta}_{y,n}}^2$ - дисперсии прогнозируемых координат объекта, являющиеся элементами матриц $\mathbf{M}_{x,n}, \mathbf{M}_{y,n}$.

Также в [3] получено, что ошибки измерения координат для выбранной модели измерения (3) описываются гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними и дисперсиями $R_{x,n}, R_{y,n}$, вычисляемыми по формулам:

$$R_{x,n} = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_\eta^2} \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \nabla_x h^2(i - \theta_{x,n}j - \theta_{y,n}) + \frac{1}{\sigma_{\tilde{\theta}_{x,n}}^2}}, \quad (5)$$

$$R_{y,n} = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_\eta^2} \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \nabla_y h^2(i - \theta_{x,n}j - \theta_{y,n}) + \frac{1}{\sigma_{\tilde{\theta}_{y,n}}^2}},$$

где ∇ - символ градиента. При выводе формул, используется факт о независимости ошибок измерения по координатам x и y .

Из (5) следует, что дисперсия ошибки измерения координат увеличивается с ростом дисперсий шума и ошибки прогнозирования, а также с уменьшением энергии градиента эталонного изображения объекта.

Определившись с процедурой измерения координат объекта, можно применять аппарат Калмановской фильтрации для оценивания координат объекта. Оценка координат происходит в соответствии с формулами [4]:

$$\hat{\mathbf{X}}_n = \bar{\mathbf{X}}_n + \mathbf{P}_{x,n} \mathbf{H}^T R_{x,n}^{-1} (\tilde{\theta}_{x,n} - \mathbf{H}\bar{\mathbf{X}}_n), \quad (6)$$

где $\mathbf{P}_{x,n} = (\mathbf{M}_{x,n}^{-1} + \mathbf{H}^T R_{x,n}^{-1} \mathbf{H})^{-1}$, $\hat{\mathbf{X}}_n$ – оценка вектора состояния, $\mathbf{P}_{x,n}$ – ковариационная матрица оценки. Тогда оценка координаты x объекта будет найдена по формуле:

$$\hat{\theta}_{x,n} = \mathbf{H} \hat{\mathbf{X}}_n \quad (7)$$

Для получения средних значений $\bar{\mathbf{X}}_{n+1}$ и ковариационных матриц $\mathbf{M}_{x,n+1}$ требуется осуществить прогнозирование на следующий $n+1$ -й кадр по формулам:

$$\bar{\mathbf{X}}_{n+1} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{X}}_n, \quad \mathbf{M}_{x,n+1} = \mathbf{F} \mathbf{P}_{x,n} \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}. \quad (8)$$

Для вычислений по координате y справедливы соотношения, аналогичные (6)-(8).

Аналитический алгоритм. В связи с вышесказанным, решение задачи слежения за объектами в последовательности кадров может проводиться в соответствии со следующим аналитическим алгоритмом.

1. Получить очередной кадр видеопоследовательности.

2. Провести измерение координат и вычислить дисперсии ошибок измерения по формулам (4), (5).

3. Оценить текущее состояние объекта и ковариационную матрицу по формулам (6),(7).

4. Выполнить прогноз состояния объекта и найти прогнозируемую ковариационную матрицу по формулам (8). Принять их в качестве априорных на следующем кадре.

5. Перейти к п. 1.

Для работы алгоритма следует провести инициализацию начальных параметров, поскольку на первом кадре априорные значения о положении объекта задаются не с помощью прогнозирования, а целеуказанием оператора.

Соответственно, если принять, что целеуказание производится на кадре 1, а измерение координат производится с кадра 2, то параметры инициализации алгоритма для координаты x будут следующими:

$$\hat{\mathbf{X}}_1 = \begin{bmatrix} \theta_x^{u,y} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}_{x,1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \infty \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{x,2}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Delta t^2 Q_{22}^2 + Q_{11}^2} & -\frac{\Delta t}{\Delta t^2 Q_{22}^2 + Q_{11}^2} \\ -\frac{\Delta t}{\Delta t^2 Q_{22}^2 + Q_{11}^2} & \frac{\Delta t^2}{\Delta t^2 Q_{22}^2 + Q_{11}^2} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где Q_{11}^2 , Q_{22}^2 – соответствующие элементы матрицы \mathbf{Q} , а $\theta_x^{u,y}$ – абсцисса центра объекта, соответствующая целеуказанию оператора. Формула для вычисления $\mathbf{M}_{x,2}^{-1}$ получена в результате предельного перехода после подстановки $\hat{\mathbf{X}}_1$ и $\mathbf{P}_{x,1}$ в (8) и используя (6).

Аналогичные выражения справедливы и для координаты y .

Исследование аналитического алгоритма. Проведенные эксперименты по исследованию работоспособности аналитического алгоритма показали, что использование разработанного алгоритма повышает качество слежения за объектами в условиях сложной фоноцелевой обстановки, которая характеризуется наличием похожих объектов и участков фона вблизи объекта наблюдения.

На рисунке 1,а и рисунке 1,б приведены два кадра видеопоследовательности, отражающие один из примеров успешной работы аналитического алгоритма при частичном заслонении объекта наблюдения и наличии близко-расположенного похожего объекта в зоне поиска. Критериальная функция разработанного алгоритма для фоноцелевой обстановки, приведенной на рисунке 1,а, отображена на рисунке 1,в.

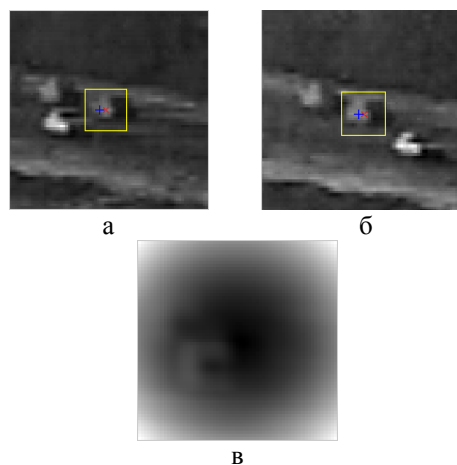


Рисунок 1 – Пример слежения за объектом

Недостатки аналитического алгоритма связаны с тем, что ковариационные матрицы шумов возмущения и дисперсии аддитивного шума, как правило, не известны заранее. Кроме того, используемая модель наблюдаемого изображения предполагает, что фон является нулевым, что выполняется далеко не всегда. Ошибки измерения координат по координатам x и y на реальных сюжетах могут быть зависимыми. Также модель наблюдения не учитывает возможные изменения формы и яркости объекта, а во многих ситуациях поведение объекта может описываться более сложными моделями движения.

Эвристический алгоритм. В связи с указанными недостатками на практике предлагается использовать эвристический алгоритм. Критериальная функция эвристического алгоритма вычисляется в соответствии с выражением:

$$q(\theta_{x,n}, \theta_{y,n}) = S(\theta_{x,n}, \theta_{y,n}) \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} |I_n(i, j) - h(i - \theta_{x,n}, j - \theta_{y,n})|, \quad (10)$$

где $S(\theta_x, \theta_y)$ – мультипликативная штрафная функция, вычисляемая по формуле:

$$S(\theta_x, \theta_y) = \left(\sqrt{(\theta_x - \bar{\theta}_x)^2 + (\theta_y - \bar{\theta}_y)^2} + 1 \right)^\alpha, \quad (11)$$

где α – параметр, характеризующий степень доверия к прогнозируемым координатам. Для измерения координат объекта необходимо минимизировать выражение (10).

Эвристический алгоритм не учитывает ковариационные матрицы шумов возмущения и дисперсии аддитивного шума на изображении, при этом для получения оценки координат объекта используется следующая процедура фильтрации [5]:

$$\hat{X}_n = \bar{X}_n + \begin{bmatrix} A_n \\ B_n \end{bmatrix} \cdot (\tilde{\theta}_{x,n} - H\bar{X}_n), \quad (12)$$

$$\bar{X}_{n+1} = F\hat{X}_n,$$

где A_n, B_n – коэффициенты фильтра, вычисляемые следующим образом:

$$A_n = \frac{2 \cdot (2 \cdot N_F - 1)}{N_F \cdot (N_F + 1)}, \quad (13)$$

$$B_n = \frac{6}{N_F \cdot (N_F + 1)},$$

где $N_F = \begin{cases} N_F^*, & \text{если } n > N_F^*, \\ n, & \text{иначе,} \end{cases}$ N_F^* – память

фильтра. Рекомендуется выбирать $N_F^* = 10$.

Штрафная функция в (10) позволяет учитывать величину отклонения измеренных координат объекта от прогнозируемых для уточнения координат объекта. Механизм действия штрафной функции проиллюстрирован на рисунке 2. На рисунке 2,а представлен пример критериальной функции при отсутствии штрафа. Функция имеет два минимума, причем глобальный соответствует объекту, похожему на объект слежения. На рисунке 2,б представлена штрафная функция, а на рисунке 2,в – критериальная функция, вычисленная с учётом штрафа. Введе-

ние штрафа привело к тому, что локальный минимум, соответствующий объекту слежения, стал ярко выраженным глобальным минимумом. Соответственно снижается вероятность срыва слежения за счёт неправильного измерения координат.

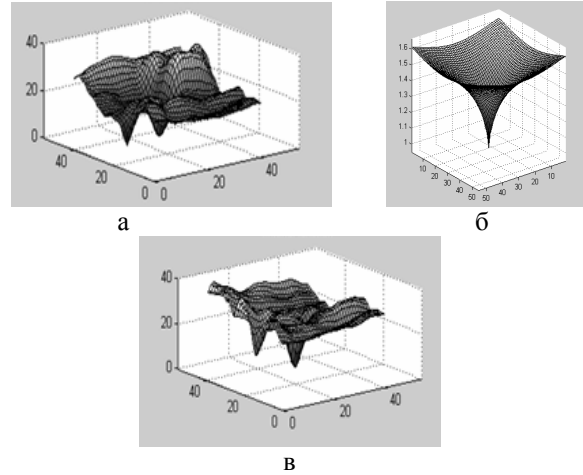


Рисунок 2 – Влияние штрафной функции на критериальную функцию (КФ) (10) (а – КФ без штрафной функции, б – штрафная функция, в – КФ со штрафной функцией)

Для повышения качества слежения за объектами в эвристическом алгоритме используется процедура автоматического перехода в режим прогноза при заслонении объекта и переключение в режим слежения после того, как заслонение завершилось. Решение о переходе в прогноз принимается на основе анализа изменений минимального значения корреляционной функции во времени. Также для повышения качества слежения при изменениях изображения объекта применяется алгоритм межкадровой фильтрации эталонного изображения [6].

Экспериментальные исследования. Исследование работоспособности эвристического алгоритма проводилось на десяти сюжетах с различной фоноцелевой обстановкой. Фоноцелевая обстановка на выбранных сюжетах характеризуется неоднородностью фона, наличием участков фона и объектов, похожих на объект слежения. Также на кадрах видеопоследовательности присутствует шум камеры, а при слежении, в ряде случаев, происходит частичное заслонение объекта.

Для проведения численных исследований была проведена предварительная трассировка объектов. Трассировка состояла в определении координат центра и размеров объекта наблюдения на каждом кадре из выбранных сюжетов и выполнялась вручную оператором.

Для оценки качества работы эвристического алгоритма на тестовых сюжетах использовались

несколько количественных критериев, которые в дальнейшем называются количественными характеристиками работоспособности (КХР) [7].

Количественная характеристика работоспособности K_1 характеризует продолжительность успешного слежения и определяется числом кадров видеопоследовательности от начала слежения до кадра, на котором происходит срыв слежения. Под срывом слежения в настоящей работе понимается превышение значением абсолютной ошибки измерения координат размеров объекта.

Помимо КХР K_1 при проведении экспериментов использовались и другие характеристики. Среди них можно выделить КХР, определяемую числом срывов слежения на видеопоследовательности, и точностные характеристики, основанные на средней ошибке измерения координат [7]. Результаты, полученные с применением перечисленных характеристик, в целом соответствуют результатам, полученным при помощи КХР K_1 .

В результате проведенных экспериментов были получены графики зависимостей усредненных по всем сюжетам количественных характеристик работоспособности K_1 от параметра α штрафной функции (11) при различных уровнях аддитивного шума на кадрах видеопоследовательности.

На рисунке 3 приведен усредненный график зависимости КХР K_1 от α . Каждое значение K_1 на графике соответствует среднему значению, полученному усреднением как по всем тестовым сюжетам, так и по всем уровням аддитивного шума на изображении.

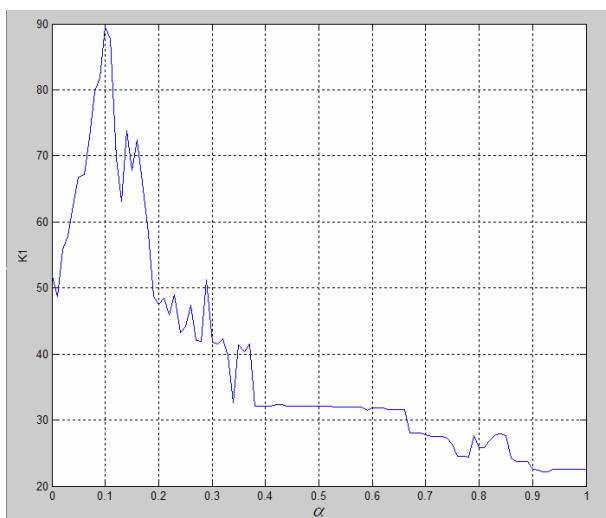


Рисунок 3 – График зависимости КХР K_1 от α

Из рисунка 3 видно, что наилучшее качество слежения за объектом достигается при пара-

метре $\alpha = 0,1$.

Эксперименты показали, что при повышении величины шума на изображении параметр α следует уменьшать. Однако диапазон изменения данного коэффициента невелик и соответствует приблизительно диапазону $\alpha = (0,07 - 0,14)$.

При значениях дисперсии аддитивного шума $\sigma > 0,025$ использование предлагаемого подхода не дает значительного преимущества по сравнению с разностным корреляционным алгоритмом.

Проведенные экспериментальные исследования показывают, что эвристический алгоритм повышает качество слежения за объектами при наличии похожих объектов и участков фона, расположенных вблизи объекта наблюдения. Исходя из полученных результатов, в качестве оптимального параметра α рекомендуется выбрать $\alpha = 0,1$.

Эксперименты, описанные в [8], подтверждают полученный результат.

Выводы. В статье рассмотрены алгоритмы слежения за объектом, ориентированные на использование в интеллектуальных системах анализа изображений. Повышение качества слежения за объектами достигнуто в рассмотренных алгоритмах за счёт использования прогнозируемых координат объекта при вычислении критериальной функции. Результаты экспериментов подтверждают значительную эффективность эвристического алгоритма слежения.

Работа проводилась при финансовой поддержке Федерального агентства по науке и инновациям (госконтракт № 02.740.11.0002).

Библиографический список

1. Алтатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.
2. Алтатов Б.А. Алгоритм оценивания местоположения изменяющего яркость объекта в последовательности изображений // Изв. вузов. Сер. Приборостроение. – 1991. – №7. – С.76-81.
3. Бабаян П.В., Корепанов С.Е. Слежение за движущимися объектами в присутствии близкорасположенных похожих объектов // Обработка информации в автоматических системах: Сборник научных трудов. Рязань: РГРТУ, 2009. – С. 19-30.
4. Брайсон А., Хо Ю-Ши. Прикладная теория оптимального управления./Под ред. А.М. Летова – М.Мир, 1972.
5. Коршунов Ю.М., Демашов В.С., Степашкин А.И. Большие системы автоматического управления. – Рязань: Рязанский радиотехнический институт, 1982.

6. Алтатов Б.А., Селяев А.А. Алгоритм оценки местоположения объекта на двумерном изображении // Изв. вузов. Приборостроение, 1988. – №5. – С. 3-5.

7. Алтатов Б.А., Бабаян П.В., Корепанов С.Е., Смирнов С.А. Автоматический анализ условий наблюдения в системах автоматического обнаружения и сопровождения объектов // Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы:

материалы Международной научн-техн. конф. Т.2. – Таганрог, 2009. – С. 233-235.

8. Бабаян П.В., Корепанов С.Е. Корреляционный алгоритм автоматического слежения за объектами в сложных условиях наблюдения // Материалы 10-й международной конференции и выставки “Цифровая обработка сигналов и её применение”. – М.: 2008. – С. 449-452.

УДК 004.932.2

В.В. Еремеев, П.А. Князьков, А.Э. Москвитин

ОЦЕНКА УРОВНЯ АДДИТИВНОГО ШУМА НА АЭРОКОСМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Представлены подходы по расчету параметров моделей автокорреляционной функции, обеспечивающих наиболее точную оценку степени искажения изображений аддитивным шумом. Получены математические соотношения, описывающие точность оценки дисперсии шума. Представлены результаты экспериментальных исследований с привлечением реальных космических изображений земной поверхности.

Ключевые слова: аэрокосмические изображения, оценка дисперсии аддитивного шума, адаптивные модели автокорреляционной функции.

Введение. Соотношение уровня шума и полезного сигнала является одной из основных технических характеристик систем формирования изображений, в частности систем аэрокосмического наблюдения Земли. Остро стоит задача оценки уровня шума в процессе эксплуатации подобных систем. В работах [1,2] рассмотрены подходы к оценке степени искажения изображений аддитивным независимым шумом на основе анализа автокорреляционной функции \hat{K}_τ , в которой только нулевой отсчет подвержен влиянию шума: $\hat{K}_0 = K_0 + D_\varepsilon$; $\hat{K}_\tau = K_\tau$, $\tau = 1, 2, 3, \dots$, где K_τ - отсчеты автокорреляционной функции (АКФ), не подверженные действию шума ε с дисперсией D_ε . В упомянутых работах исследованы несколько моделей АКФ, в частности три двухпараметрические модели:

$$\begin{aligned} K_\tau &= ae^{-c\tau^2}, \\ K_\tau &= a/(1+c\tau^2), \\ K_\tau &= a+c\tau^2. \end{aligned} \quad (1)$$

Параметры a , c этих функций вычисляются из условия их прохождения через две точки $\tau = 1$, $K_1 = \hat{K}_1$ и $\tau = 2$, $K_2 = \hat{K}_2$, а дисперсия шума оценивается как $D_\varepsilon = \hat{K}_0 - K_0 = \hat{K}_0 - a$.

В настоящей работе ставятся две задачи. Во-первых, вместо моделей (1) использовать функции

$$\begin{aligned} K_\tau &= ae^{-c\tau^\gamma}, \\ K_\tau &= a/(1+c\tau^\gamma), \\ K_\tau &= a+c\tau^\gamma, \end{aligned} \quad (2)$$

в которых параметр γ подбирается таким, чтобы выражения (2) были более адекватными моделями реальной АКФ видеоданных. Во-вторых, исследуется вопрос оценки точности определения D_ε , т.е. метрологической аттестации рассматриваемой методики.

Приведение показательной и дробно-рациональной моделей к степенной. Первые две модели в (1) отражают фундаментальные свойства АКФ: симметричность относительно точки $\tau = 0$; наличие максимума в этой точке и асимптотическое стремление к нулю при $\tau \rightarrow \infty$. Третья, степенная модель последним свойством не обладает, хотя является наиболее простой для анализа. Покажем, что путем соответствующих преобразований отсчетов функции K_τ , $\tau = 1, 2$, показательная и дробно-рациональная модели АКФ сводятся к степенной. Действительно, из первого выражения (2) следует:

$$L_\tau = \ell_0 + c\tau^\gamma, \quad (3)$$

где $L_0 = \ln \hat{K}_0$, $L_1 = \ln K_1$, $L_2 = \ln K_2$; $l_0 = L_1 + (L_1 - L_2)x$, $c = (L_2 - L_1)x$, $x = (2^\gamma - 1)^{-1}$. То есть выражение (3) является степенной моделью по отношению к логарифмам отсчетов АКФ. Дробно-рациональная модель также легко приводится к степенной:

$$R_\tau = r_0 + c\tau^\gamma, \quad (4)$$

где $R_0 = 1/\hat{K}_0$, $R_1 = 1/K_1$, $R_2 = 1/K_2$; $r_0 = R_1 + (R_1 - R_2)x$, $c = (R_2 - R_1)x$. Поэтому все дальнейшие рассуждения будем выполнять применительно к степенной модели $K_\tau = a + c\tau^\gamma$, полагая, что они в равной степени могут быть отнесены и к показательной и к дробно-рациональной моделям с учетом соотношений (3) и (4).

Определение оптимального γ . Выберем на изображении один или несколько однородных по яркости прямоугольных участков, считая, что i -й столбец, $i = \overline{1, N}$, формируется i -м фотоприемным элементом видеодатчика. Каждый фотоприемный элемент обладает вполне определенными передаточными характеристиками (чувствительностью и темновым сигналом). Полагая, что дисперсия шума для выбранного участка неизменна, определяем параметр γ из условия:

$$R = \sum_{i=1}^N (\hat{K}_{0i} - a_i - D_\varepsilon)^2 = \min, \quad (5)$$

где $a_i = K_{1i} + (K_{1i} - K_{2i})x$, $x = (2^\gamma - 1)^{-1}$, K_{1i} , K_{2i} - значения АКФ для i -го столбца изображения при $\tau = 1, 2$. Значения K_τ , найденные по столбцам изображения, не зависят от параметров линейных передаточных характеристик фотоприемных элементов видеодатчика. Выражение (5) определяет такое значение γ , при котором минимизируется разброс оценок дисперсий шума, найденных для множества столбцов. Искомые параметры D_ε и x определяются из системы

$$dR/dD_\varepsilon = 0, \quad dR/dx = 0. \quad (6)$$

Первое уравнение дает выражение $\sum_{i=1}^N (\hat{K}_{0i} - D_\varepsilon - a_i) = 0$, из которого следует

$$D_\varepsilon = \overline{\hat{K}_0} - \overline{K_1} - (\overline{K_1} - \overline{K_2})x, \quad (7)$$

где черта над переменными означает операцию усреднения по множеству столбцов. Второе

равенство из (6) приводит к выражению $\sum_{i=1}^N (\hat{K}_{0i} - D_\varepsilon - a_i)(K_{1i} - K_{2i}) = 0$, которое дает уравнение относительно D_ε и x :

$$\overline{\hat{K}_{0i} K_{1i}} - \overline{\hat{K}_{0i} K_{2i}} - D_\varepsilon (\overline{K_{1i}} - \overline{K_{2i}}) - \overline{K_{1i}} (\overline{K_{1i}} - \overline{K_{2i}}) - (\overline{K_{1i}} - \overline{K_{2i}})^2 x = 0. \quad (8)$$

Подставляя (7) в (8), получаем x :

$$x = \frac{\overline{\hat{K}_0 K_1} - \overline{\hat{K}_0 K_2} - (\overline{K_1} - \overline{K_2}) \times \left[\overline{\hat{K}_0} - \overline{K_1} \right] - \overline{K_1^2} + \overline{K_1 K_2}}{\left[(\overline{K_1} - \overline{K_2})^2 - (\overline{K_1} - \overline{K_2})^2 \right]} \quad (9)$$

Подставив (9) в (7), найдем D_ε . Параметр модели АКФ γ определяется из выражения $x = (2^\gamma - 1)^{-1}$:

$$\gamma = \frac{1}{\ln 2} \ln \left(1 - \frac{1}{x} \right). \quad (10)$$

Чтобы получить оценки γ и D_ε для показательной и дробно-рациональной моделей АКФ, необходимо преобразовать отсчеты АКФ по формулам (3) и (4), после чего использовать изложенный метод.

Несмещенность и точность оценки D_ε .

Покажем, что оценки x и D_ε по (9) и (7) гарантируют отсутствие систематической ошибки вычисления a_i , а следовательно, и D_ε . Пусть a_i определено с ошибкой Δ_i по отношению к истинному значению a_i^* , т.е. $a_i = a_i^* + \Delta_i$.

В этом случае (5) запишется как $R = \sum_i \left[(\hat{K}_{0i} - a_i^*) - D_\varepsilon - \Delta_i \right]^2 = \min$. Поскольку $(\hat{K}_{0i} - a_i^*) = D_\varepsilon$, то $R = \sum_i \Delta_i^2$. Поэтому $R = \sum_i \left[(\Delta_i - \overline{\Delta}) + \overline{\Delta} \right]^2 = \sum_i (\Delta_i - \overline{\Delta})^2 + (\overline{\Delta})^2 = \min$.

Для последнего выражение на $N-1$, получим $R = D(\Delta) + (\overline{\Delta})^2 = \min$. Поскольку дисперсия $D(\Delta)$ не зависит от общего смещения Δ_i , то $R = \min$ при $\overline{\Delta} = 0$, что и доказывает несмещенность оценки D_ε .

Оценка D_ε формируется как среднее значение $D_{\varepsilon i}$, $i = \overline{1, N}$. Поэтому дисперсия

$D(D_\varepsilon)$ может быть оценена как $D(D_\varepsilon) = D(D_{\varepsilon i})/N$, где $D(D_{\varepsilon i})$ легко оценивается по набору $D_{\varepsilon i}$, $i = \overline{1, N}$.

Адаптивная модель АКФ. Точность оценки дисперсии шума D_ε можно значительно повысить, если исходный набор видеоданных определенным образом разбить на K отдельных групп, найти для каждой k -й группы оптимальное значение параметра модели АКФ γ_k , $k = \overline{1, K}$, выполнить оценки дисперсий $D_{\varepsilon k}$ и на основе их определить итоговую D_ε . То есть в данном случае модель адаптируется путем изменения параметра γ_k , $k = \overline{1, K}$, для каждой группы в зависимости от ее статистических свойств. Важным вопросом здесь является выбор правила разбиения исходного набора на группы. Поскольку параметр γ характеризует поведение АКФ, то логично упорядочить столбцы исходного набора данных по мере возрастания определенных для них γ_i , $i = \overline{1, N}$, после чего упорядоченный набор столбцов разбить на K групп и выполнить для них оценку γ_k , $k = \overline{1, K}$. Для этого вначале определяется оптимальное значение γ для всего набора данных и затем на его основе по критерию (5) для каждого столбца оценивается a_i и γ_i как

$$\gamma_i = \frac{1}{\ln 2} \ln \left(\frac{a_i - K_{2i}}{a_i - K_{1i}} \right), \quad i = \overline{1, N}. \quad (11)$$

После этого упорядоченный набор столбцов разбивается на K групп так, чтобы диапазоны изменения параметра γ в каждой группе были бы примерно равными.

Параметры модели $K_{k\tau} = a_k + c_k \tau^{\gamma_k}$ для каждой k -й группы определяются из условия

$$R = \sum_k \sum_i (\hat{K}_{0ki} - a_{ki})^2 - (\hat{K}_0 - \bar{a})^2 = \min, \quad (12)$$

где $a_{ki} = K_{1ki} + (K_{1ki} - K_{2ki})x_k$,

$$\bar{a} = \bar{K}_1 + \frac{1}{K} \sum (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})x_k, \quad x_k = (2^{\gamma_k} - 1)^{-1},$$

\bar{K}_{1k} и \bar{K}_{2k} - средние значения K_{1ki} и K_{2ki} для k -й группы. По аналогии с (5) условие (12) определяет такие значения параметров γ_k , $k = \overline{1, K}$, при которых минимизируются разбросы оценок дисперсий в каждой из сформированных групп.

Искомые параметры x_k , $k = \overline{1, K}$, определяются из системы уравнений $dR/dx_k = 0$, $k = \overline{1, K}$. В развернутом виде эта система представляется как

$$\begin{aligned} & \frac{1}{K} (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k}) \sum_{v=1}^K (\bar{K}_{1v} - \bar{K}_{2v}) x_v - \\ & - [K_{1k}^2 - K_{2k}^2 - 2\bar{K}_{1k}\bar{K}_{2k}] x_k = \\ & = (\hat{K}_0 - \bar{K}_1) (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k}) + \overline{K_{1k}^2} - \hat{K}_{0k} \bar{K}_{1k} + \\ & + \hat{K}_{0k} \bar{K}_{2k} - \overline{K_{1k}K_{2k}}, \quad k = \overline{1, K}. \end{aligned} \quad (13)$$

Система приводится к матричной форме

$$\begin{bmatrix} (\alpha_1 S_1 - \beta_1) + \alpha_1 S_2 + \dots + \alpha_1 S_K \\ \alpha_2 S_1 + (\alpha_2 S_2 - \beta_2) + \dots + \alpha_2 S_K \\ \dots \\ \alpha_K S_1 + \alpha_K S_2 + \dots + (\alpha_K S_K - \beta_K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \dots \\ \omega_K \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где $\alpha_k = \frac{1}{K} (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})$, $\beta_k = (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})^2$, $\omega_k = (\hat{K}_0 - \bar{K}_1) (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k}) + \overline{K_{1k}^2} - \hat{K}_{0k} \bar{K}_{1k} + \hat{K}_{0k} \bar{K}_{2k} - \overline{K_{1k}K_{2k}}$, $S_k = (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})$, $k = \overline{1, K}$.

Получена система k линейных относительно x_k , $k = \overline{1, K}$, уравнений, которая решается известными методами.

Определив x_k , $k = \overline{1, K}$, оценим дисперсии шума в каждой k -й группе:

$$D_{\varepsilon k} = \hat{K}_{0k} - \bar{K}_{1k} - (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})x_k, \quad (15)$$

и путем их усреднения находим итоговую оценку D_ε .

В рамках произвольной k -й группы формируется $D_{\varepsilon k}$ как результат усреднения $D_{\varepsilon ki}$, $i = \overline{1, N_k}$, где N_k - число столбцов в k -й группе. Поэтому

$$D(D_{\varepsilon k}) = D(D_{\varepsilon ki})/N_k, \quad k = \overline{1, K}. \quad (16)$$

Итоговая оценка D_ε определяется как взвешенное среднее

$$D_\varepsilon = \sum_{k=1}^K \frac{N_k}{N} D_{\varepsilon k}. \quad (17)$$

Поэтому дисперсия этой оценки находится по

формуле

$$D(D_\varepsilon) = \sum_{k=1}^K \left(\frac{N_k}{N} \right)^2 D(D_{\varepsilon k}). \quad (18)$$

При $K=1$, как и следовало ожидать, выражения (16) и (18) совпадают и вырождаются в $D(D_\varepsilon) = D(D_{\varepsilon i})/N$, а при $N_k = N/K$, $k = \overline{1, K}$, т.е. при равновеликих группах, в

$$D(D_\varepsilon) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K D(D_{\varepsilon k}). \quad (19)$$

Эксперименты и выводы

1. Разработан метод оценки дисперсии аддитивного шума, основанный на минимизации функционала (5). На значительном статистическом материале в виде участков водной поверхности, выделенных на изображениях со спутника «MeteoSAT-8», получены численные оценки дисперсии шума D_ε и СКО такой оценки $\sigma(D_\varepsilon)$. Результаты представлены в таблице (столбцы «Метод 1»). Как видим, $\sigma(D_\varepsilon)$ не превышает 0,15 для первого метода и 0,02 для второго. Следовательно, второй метод может быть использован для оценки уровня шума, сопоставимого с шумом квантования по яркости, т.е. шума с дисперсией порядка 1/12.

Тип модели АКФ	D_ε		$\sigma(D_\varepsilon)$	
	Метод 1	Метод 2	Метод 1	Метод 2
Степенная	0,248	0,258	0,142	0,011
Дробно-рацион.	0,254	0,263	0,123	0,016
Показат.	0,262	0,261	0,146	0,012

Из таблицы также следует, что вид модели АКФ (степенная, дробно-рациональная, показательная) незначительно влияет на точность оценки уровня шума. Эксперименты проводились на участках изображений с размерами 512x512 элементов.

2. Разработан метод оценки дисперсии шума, основанный на адаптивной модели АКФ и минимизации функционала (12). На том же статистическом материале, с разбиением его на 10 равных групп, получены оценки D_ε и $\sigma(D_\varepsilon) = \sqrt{D(D_\varepsilon)}$, которые помещены в ту же таблицу в столбцы «Метод 2». Из таблицы следует, что адаптивная модель АКФ для рассматриваемого случая разбиения видеоданных повышает точность оценки дисперсии шума примерно на 30 %.

3. Показано, что рассмотренные методы дают несмещенные оценки дисперсии шума, т.е. эти оценки не содержат систематических методических ошибок.

4. Рассмотренные методы оценки дисперсии шума в настоящее время в виде соответствующих программных модулей проходят апробацию в рамках космических комплексов «Ресурс-ДК», «Электро-Л» и «Канопус-В».

Библиографический список

1. Еремеев В.В., Князьков П.А., Москвитин А.Э. Оценка разрешающей способности аэрокосмических изображений на основе их статистического анализа // Цифровая обработка сигналов. 2009. №3. С. 27-30.
2. Еремеев В.В., Зенин В.А., Князьков П.А. Статистическая оценка степени зашумленности космических изображений земной поверхности // Вестник РГРТУ. Вып. 24. Рязань 2008. С. 3-7.

УДК 629.783:527

С.В. Попов

НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ «Thuraya», «ACeS»

Приведен анализ структуры и состава космического, наземного и абонентского сегментов спутниковых систем связи «Thuraya» и «ACeS», находящихся в условиях постоянной эволюции, а также отдельных интерфейсов, оптимизирующих свои характеристики к специфике спутникового канала.

Ключевые слова: спутник, связь, диапазон, обслуживание, абонент, стандарт, интерфейс.

Введение. В условиях постоянной эволюции спутниковой связи важно знать и понимать

структуру и состав космического, наземного и абонентского сегментов различных спутниковых

систем связи, а также отдельных интерфейсов, оптимизирующих свои характеристики к специфике спутникового канала [1...5].

Цель работы. Анализ принципов организации связи в спутниковых системах «Thuraya» и «ACeS».

Спутниковая система связи «Thuraya». Система «Thuraya» принадлежит частной компании Thuraya Satellite Telecommunications со штаб-квартирой в Абу-Даби (Объединенные Арабские Эмираты) [3]. Инвесторами этой компании являются 18 организаций арабского мира, а также несколько фирм США и Германии. Система предназначена для обеспечения телефонной и факсимильной связи, передачи данных и обмена короткими сообщениями. Кроме того, предусматривается возможность определения местоположения абонентов с использованием сигналов GPS «Navstar».

Пятно обслуживания системы охватывает большую часть Европы, значительную часть Центральной Азии, Индию, Пакистан, Ближний Восток, Центральную и Северную Африку, включая в себя 101 страну с общим населением около 2,3 млрд человек.

Проект системы был разработан компанией Boeing Satellite Systems. Эта же компания имела контракт на изготовление двух космических аппаратов (КА) «Thuraya», создание центра управления системой, изготовление 235 тыс. абонентских терминалов и страхование всего проекта.

Всего в системе используется два КА «Thuraya-1» (подспутниковая точка - 98,5° в.д.) и «Thuraya-2» (44° в.д.). Оба КА находятся в зоне доступности Российской Федерации.

Архитектура системы «Thuraya» приведена на рисунке 1. Она включает три сегмента: спутниковый, наземный и абонентский.

Спутниковая система связи (ССС) «Thuraya» управляется с центральной земной станцией, называемой первичной станцией сопряжения (PGW – Primary Gateway).

В L-диапазоне (ширина полосы 24 МГц) организуется работа абонентских линий («Земля – КА» - 1626,5...1660,5 МГц, «КА – Земля» - 1525...1559 МГц), а в С-диапазоне обеспечивается связь станций сопряжения с КА с помощью фидерных линий («Земля – КА» - 6425...6725 МГц, «КА – Земля» - 3400...3625 МГц). Ретранслятор С-диапазона используется для связи абонентов системы «Thuraya» с абонентами наземных телефонных сетей общего пользования. Схема организации связи в ССС «Thuraya» представлена на рисунке 2.

Наземный сегмент системы «Thuraya» осу-

ществляет общее управление КА и наземной сетью и включает в себя Главную земную станцию сопряжения (ГЗСС) и региональные станции сопряжения.

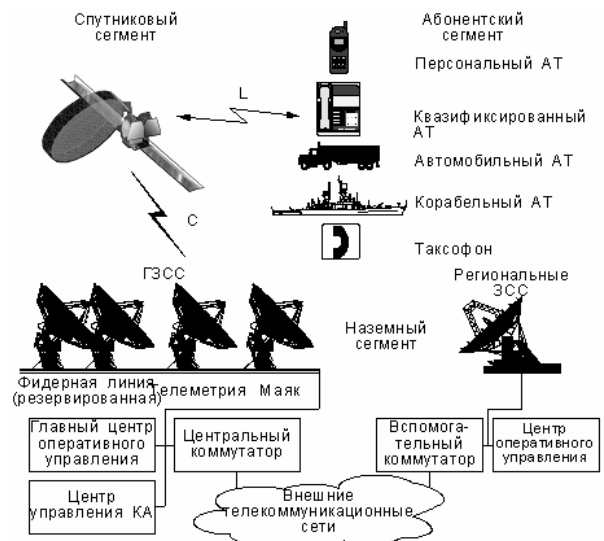


Рисунок 1

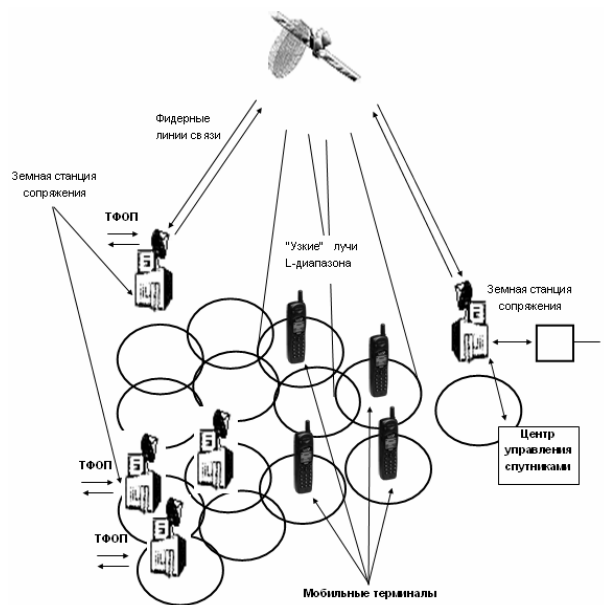


Рисунок 2

Главная станция сопряжения расположена в г. Шарджа (ОАЭ) и отвечает за функционирование системы в целом. Функционально она состоит из Центра управления и собственно станции сопряжения. Станции сопряжения обеспечивают подсоединение к наземным телефонным сетям общего пользования в данном регионе. Станции сопряжения в регионах строятся в соответствии с развитием системы. Национальные и (или) другие региональные земные станции сопряжения (до 50 станций) развертываются по мере необходимости, их число ограничено в связи с высокой стоимостью, включающей затраты на сопряжение с центром управления (ЦУ) и ГЗСС.

Российский оператор системы «Thuraya» ЗАО «TM-Sat» находится в г. Москве. В задачи ЗАО «TM-Sat» входят продажа оборудования и предоставление услуг. В 2005 году завершены развертывание российской станции сопряжения и создание национального сегмента сети «Thuraya». Станция вводилась в строй в два этапа: в 2004 г. – наземная часть станции (коммутатор TC-9 в г. Москве), а в 2005 г. – космический сегмент станции (оборудование Hughes Network Systems в г. Дубне).

Предоставление услуг системы в каждой стране осуществляется на основе двусторонних соглашений с национальными сервис-провайдерами.

Номинальная пропускная способность сети составляет до 13750 спутниковых трафик-каналов (ТК), что позволяет с учетом скважности работы абонентов развернуть сеть номинальной емкостью до 1,75 млн абонентов, генерирующих стандартный трафик в виде передачи речи, данных или факсимиле со скоростями 2,4; 4,8 и 9,6 кбит/с.

С 2003 года в CCC «Thuraya» начато предоставление услуги высокоскоростной передачи данных GPRS, для чего в стандарт GMR-1 был внесен целый ряд дополнений, а сама услуга получила наименование GMPRS (GEO-Mobile Packet Radio Service). Для переноса GMPRS-трафика в узком луче может быть задействован один или несколько физических каналов (ФК). Перераспределение ФК между услугами в режимах коммутации каналов и GMPRS осуществляется динамически в зависимости от потребности в них.

Набор спецификаций, называемый Geo-Mobile Radio-1 (GMR-1) и разработанный для CCC «Thuraya», рассчитан на использование нового поколения КА «супер-GEO». В созданных на основе этих спецификаций системах используются малогабаритные двухрежимные (GSM/GMR) терминалы, позволяющие осуществлять роуминг между наземными GSM-сетями и спутниковыми сетями, исходя из предпочтений пользователя или географического покрытия спутниковых сетей.

То обстоятельство, что радиоинтерфейс GMR-1 основан на стандарте GSM, позволяет предоставлять пользователям богатый набор GSM-услуг и строить согласованный человеко-машинный интерфейс для двухрежимных GSM/GMR-терминалов. При этом поддерживается SIM-роуминг между зонами охвата GSM-сетей, спутниковых сетей и всех других систем, поддерживающих стандарт GSM. Кроме того, это позволяет использовать будущие усовер-

шенствования услуг и свойств GSM, включая передачу пакетных данных, а также многие компоненты стандарта GSM.

Стандарты GMR-1 поддерживают все услуги системы GSM фазы 2. Однако интерфейс этой системы имеет ряд важных особенностей, оптимизирующих его применительно к специфике спутникового канала. Так, в нем предусмотрены некоторые уникальные услуги и возможности, важные для спутниковой системы, такие как:

- возможность соединения абонентских терминалов (АТ) «АТ-АТ» через один КА с обеспечением конфиденциальности за счет системы шифрования, как в стандарте GSM;

- оптимальная маршрутизация к наилучшему шлюзу с использованием сведений о местоположении пользователя, поставщике услуг связи и номере вызываемого абонента;

- определение местоположения;

- переход к услугам GPRS или UMTS с коммутацией пакетов.

В спецификации GMR-1 введен также ряд методов повышения эффективности речевого канала, в том числе улучшенная модуляция и улучшенный речевой кодек с малой скоростью передачи. Так, стандарт GSM поддерживает 8 полноскоростных речевых каналов на каждые 200 кГц (40 таких каналов на 1 МГц), в то время как стандарт GMR-1 – 256 речевых каналов на 1 МГц.

То обстоятельство, что КА является точечным источником всех узких лучей мобильной связи, позволяет синхронизировать все управляющие каналы, что имеет большое значение для выбора и переключения узких лучей. Малое время переключения каналов GMR-1 обеспечивается именно тем, что они всегда синхронны.

Поскольку архитектура протоколов GMR-1 тесно привязана к GSM, усовершенствования протоколов GSM могут использоваться в GMR-1. Важнейшим этапом эволюции GSM является включение в этот стандарт услуг пакетной коммутации на основе протоколов GPRS, EGPRS и протоколов 3-го поколения (3G). Эволюция системы GMR-1 позволит повысить скорость передачи данных до 144 кбит/с на первом этапе и до 432 кбит/с в дальнейшем.

Спутниковая система связи «ACeS».

Система на базе КА Garuda часто именуется как CCC «ACeS» (ASEAN Cellular Satellite System). Проект этой системы разрабатывается с середины 90-х годов по инициативе стран Юго-Восточной Азии ASEAN (Association of Southeast Asian Nations) [5,6].

Система «ACeS» является первой в мире CCC специально разработанной для азиатского

рынка. Разрабатывалась система как дополнение к существующей наземной телекоммуникационной структуре с тем, чтобы предоставить услуги связи, в том числе для тех районов, где развертывание наземной сотовой связи экономически неоправданно.

Региональная ССС «АСеS» предназначена для обеспечения персональной радиотелефонной связью стран Азиатско-Тихоокеанского региона от Индии и Китая на западе до Японии и Филиппин на востоке, от Китая и Монголии на севере до Индонезии и Таиланда на юге с населением около 3 млрд человек. Система рассчитана на абонентскую емкость порядка 2 млн абонентов и предназначена для обслуживания в первую очередь таких стран, как Индонезия, Индия, Китай, Таиланд, Филиппины и других стран юго-восточных районов Азии.

В системе используются стандарт GSM, адаптированный к спутниковой связи, а также пейджинговая связь с высокой степенью проникновения сигналов (внутри зданий). Как и в любой системе персональной связи, предусмотрена возможность использования абонентом собственного номера сотового телефона во всей зоне обслуживания, кроме того, имеет место весь спектр услуг, предоставляемых наземными сотовыми сетями (автодозвон, переадресация вызова, подключение третьего абонента и др.).

Общая характеристика ССС «АСеS» представлена в таблице.

Общая характеристика ССС «АСеS»

Характеристика	Значение
Система/Страна регистрации	АСеS/Индонезия
Тип КА-ретранслятора	С канальным процессором
Метод доступа	Модифицированный GSM
Точки стояния на геостационарной орбите	118° в.д., 123° в.д.
Число лучей на один КА	140
Пропускная способность на один КА	11000
Регионы обслуживания: - восточный сектор	Индонезия, Индия, Китай, Таиланд, Филиппины, Тайвань, Малайзия, Пакистан, Шри-Ланка
- западный сектор	Ближний Восток, Северная Африка, Южная и Западная Европа

Система «АСеS» предназначена для обеспечения телефонной связи, персонального вызова (пейджинга), передачи данных и факсимильных сообщений, а также для работы в сети «Internet». По своим характеристикам, качеству связи и используемым стандартам она совместима с широко распространенной в мире наземной системой сотовой связи стандарта GSM. Это обеспечивает возможность глобального роуминга, то есть возможность ее абонентам вхождения в связь практически в любом районе мира. Зона обслуживания системы охватывает территории Индии, Китая, Кореи, Монголии, Японии и всей Юго-Восточной Азии, включая территории Индонезии и Новой Гвинеи.

Особенность системы состоит в том, что мобильный терминал АСeS R190 поддерживает как спутниковую связь, так и работу в режиме терминала сети GSM-900.

Система «АСеS» имеет три станции сопряжения: в Индонезии, на Филиппинах и в Таиланде.

В качестве космического сегмента в системе «АСеS» используется КА «Garuda-1», выведенный на геостационарную орбиту в позицию 123° в.д. ракетой-носителем «Протон» в феврале 2000 года. КА «Garuda-1» разработан фирмой «Локхид-Мартин» с использованием стабилизированной по трем осям платформы А2100АХ. Он имеет форму параллелепипеда и оснащен крупногабаритными панелями солнечных батарей, двумя параболическими антеннами (приемная и передающая) L-диапазона диаметром около 12 м каждая и одной антенной S-диапазона частот.

Масса КА равна 4,5 т, расчетный срок активного существования на орбите составляет 12 лет.

Вся совокупность лучей делится на группы по семь лучей в каждой, что позволяет за счет пространственно-частотного разноса обеспечить двадцатикратное использование выделенного спектра частот [7...11].

Для связи абонентов системы друг с другом в L-диапазоне выделены следующие участки спектра:

- на линии «вверх» – 1626,5-1660,5 МГц;
- на линии «вниз» – 1525-1559 МГц.

Скорость передачи составляет 3,6 кбит/с при работе в телефонном режиме и 3,9 кбит/с – при обмене данными. Антенны L-диапазона обеспечивают достаточное усиление сигналов для поддержания связи с мобильными телефонами на расстояниях до 40000 км.

Антенны L-диапазона частот, используемые для связи абонентов данной системы друг с

другом, с помощью 88 облучателей формируют по 140 лучей, которые полностью покрывают зону обслуживания системы.

Мощность передатчика L-диапазона обеспечивает гарантированную работу одновременно 11 тыс. абонентов при запасе 10 дБ. Эта мощность автоматически перераспределяется между лучами бортовым процессором в соответствии с числом абонентов, работающих в каждом луче в текущий отрезок времени. Количество обслуживаемых абонентов может быть увеличено более чем в два раза при соответствующем снижении запаса по мощности.

Бортовой процессор КА осуществляет также маршрутизацию всех сигналов и обеспечивает при необходимости выход абонентов системы в наземные коммутируемые сети общего пользования через шлюзовые станции.

В ретрансляторе с одним канальным процессором (рисунок 3) принятый сигнал разделяется на выходе приемника на N каналов, в каждом из которых осуществляется прозрачное преобразование сигналов. Отличие такого БРТК от «абсолютно» прозрачного ретранслятора заключается в том, что в нескольких или одном канале устанавливается канальный процессор.



Рисунок 3

Абоненты системы «ACeS» имеют возможность выхода на связь с абонентами наземных сетей общего пользования через национальные шлюзовые станции. Для обеспечения такой возможности КА «Garuda-1» оборудован ретранслятором и приемно-передающей антенной С-диапазона. Связь шлюзовых станций с КА при этом осуществляется в диапазонах 6425-6725 МГц (линия «вверх») и 3400-3700 МГц (линия «вниз»).

В зоне покрытия второго КА «Garuda» (позиция 118° в.д.) находятся Ближний Восток, Северная Африка и Западная Европа.

В перспективе система «ACeS» будет постепенно модернизироваться в направлении повышения качества и расширения объема услуг, предоставляемых системой своим абонентам.

В состав наземного сегмента системы «ACeS» входят шесть национальных шлюзовых

станций, центр управления сетью и станция управления КА.

Национальные шлюзовые станции расположены в Джакарте и на острове Батам (Индонезия), в Маниле (Филиппины), Бангкоке (Таиланд), Тайбее (Тайвань) и Нью-Дели (Индия). Каждая из шлюзовых станций оснащена 12-метровой параболической антенной для связи с КА «Garuda-1» в С-диапазоне и информационной системой управления взаимоотношениями с клиентами. Основными функциями информационной системы является управление терминалами пользователей, управление номерами, генерация SIM-модулей и биллинг.

Главный центр управления и станция управления КА «Garuda-1», расположенные на острове Батам (Индонезия), имеют общую приемопередающую станцию с антенной диаметром 15,5 м и передатчиком мощностью 3 кВт. Диапазон терминалов пользователей: 1527-1559 МГц (прием) и 1625,6-1660,5 МГц (передача).

В абонентском сегменте предусмотрено использование одномодовых трубок «ACeS» стандарта GRM-2 и двумодовых АТ ACeS/GSM, ACeS/CDMA и ACeS/AMPS для сопряжения с территориальными системами мобильной радиосвязи. Предполагается также широкое применение фиксированных (стационарных) АТ с расширенным меню услуг и сопряжением с сетями общего пользования по низкоскоростному стыку 9,6 кбит/с. В перспективе предполагается предоставление более высокоскоростных услуг на подобные абонентские терминалы.

Все рассматриваемые радиоинтерфейсы системы «ACeS» соответствуют спецификации GRM-2. Абонентский терминал соединяется по радиоинтерфейсу с частотным дуплексом в полосах частот L-диапазона с КА и далее по радиоинтерфейсам с частотным дуплексом С-диапазона (фидерная линия) с земными станциями связи (ЗСС) и центром управления.

В свою очередь, ЗСС сопрягаются с наземной инфраструктурой фиксированных сетей связи. Типовые примеры взаимодействия системы «ACeS» при предоставлении услуг связи показаны на рисунке 4.

Абонентское оборудование системы ACeS производит компания «Эриксон». По имеющимся данным, уже заказано свыше 100 тыс. абонентских терминалов, большая часть из которых является портативной. Некоторое количество терминалов предназначено для установки на транспортных средствах, а также для обслуживания стационарных абонентов в удаленных районах, где отсутствуют обычные наземные сети связи.

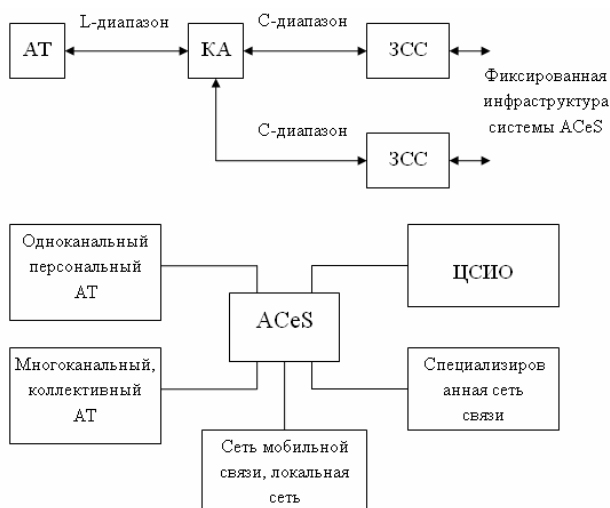


Рисунок 4

Ручные портативные терминалы по своим потребительским характеристикам, качеству и набору предоставляемых услуг близки к телефонам сотовых сетей. Ручные и мобильные терминалы разрабатываются для работы как в спутниковом режиме, так и в стандарте GSM. При нахождении абонента вне зоны охвата сети GSM такой телефон переадресовывает вызовы через КА. Оборудование для стационарных абонентов работает только в спутниковом режиме.

Для системы «ACeS» компанией «Эрикссон» специально разработаны две разновидности абонентских терминалов: мобильный телефон R190 и фиксированный аппарат FR190. Телефоны ориентированы для работы в Азии и позволяют совершать звонки как через спутниковую связь, так и через стандартные сотовые сети GSM-900. Модель R190 имеет габариты 130×50×32 мм³ и массу 210 г и обеспечивает либо двумодовый режим работы (ACeS/GSM-900), либо роуминг в сетях «ACeS» и GSM.

При осуществлении звонка в системе «ACeS» со спутникового телефона (мобильного или фиксированного) вызов направляется на КА-ретранслятор, который транслирует его на соответствующий шлюз. Последний направляет звонок к вызываемому абоненту через сеть общего пользования или сотовую сеть. Связь в обратном направлении организуется аналогичным образом. В том случае, если абонент находится в сети GSM, вызов проходит, минуя космический аппарат, как в обычной сотовой сети.

Поскольку прием речевого сигнала от КА внутри зданий затруднен, в системе «ACeS» предусмотрена специальная функция оповещения абонента о попытках установления связи.

При этом на аппарат вызываемого абонента передается сигнал повышенной мощности. Получив его, абонент может принять меры для улучшения условий связи, например подойти к окну или выйти на улицу. Максимальная мощность абонентского терминала составляет 2 Вт, а средняя – 0,5 Вт, что не слишком отличается от уровня излучаемой мощности обычной GSM-трубки.

Фиксированный спутниковый терминал модели FR-190 предназначен для телефонизации отдаленных районов, состоит из базового блока и внешней спутниковой антенны. Питание осуществляется от сети или от батареи.

Заключение. Компания «ACeS» объявила о начале предоставления услуг системы в сентябре 2000 года. Продажа услуг и телефонов в каждой стране осуществляется через лицензированных национальных поставщиков услуг. К настоящему времени компания «ACeS» имеет лицензии на предоставление услуг подвижной связи через КА в Индонезии, Таиланде, Филиппинах, Тайване, Малайзии, Пакистане и Шри-Ланке. Решается вопрос о выдаче лицензий еще в 12 странах Азии.

Библиографический список

1. *Borisov, N., Goldberg I., and Wagner D.* Intercepting Mobile Communications: The Insecurity of 802.11. <http://www.i8aac.C8.berkeley.edu/Isaac/mobicom.pdf>.
2. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра, том 1. Статьи Регламента радиосвязи, Москва, 2004 г. – Art.59.
3. *Елисеев И.* Выйти из спутниковой «тени» – Computerworld Россия <http://www.whatcar.ru/cw/2001/25/41504>.
4. *Уимонен Т.* Спутник заполняет пробелы в сетях GSM <http://www.whatcar.ru/cw/2000/14/4318>.
5. Система Iridium http://www.satline.info/Iridium/Opisanie_sistemy.html.
6. Инженерный справочник по космической технике. М., 1969. 318 с.
7. *Контев Ю.Г.* Концепция и основные направления космической деятельности России на современном этапе // Радиотехника. № 1-1997. 36-42 с.
8. *Цветков С.А., Якименко В.С.* и др. Методика оценки загрузки радиочастотного спектра радиоэлектронными средствами спутниковых систем // Радиотехника (журнал в журнале). 2000. №7. 18-27 с.
9. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь / пер. с англ. под ред. В.В. Маркова. М.: Связь, 1979. 592 с.
10. *Тихонов О.С., Гриценко А.А.* Основные направления построения системы радиоконтроля за использованием орбитально-частотного ресурса спутниковых служб // Тезисы докладов на 3-й Международной конференции "Использование РЧС для

радиосвязи, радиовещания и телевидения; правовые аспекты регулирования деятельности операторов связи в России. «Спектр – 2001», Москва. 21-26 с.

11. *Машибиц Л.М.* Зоны обслуживания систем спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1982. 168 с.

УДК 681.326

И.А. Саитов, Д.Ю. Музалевский

ОБНАРУЖЕНИЕ НЕСАНКЦИОНИРОВАННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ СВЯЗИ ВЕДОМСТВЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Предлагается новый подход к организации непрерывного контроля волоконно-оптических линейных трактов с мультиплексированием по длине волны и волоконно-оптическими усилителями транспортных сетей связи ведомственного назначения.

Ключевые слова: несанкционированный доступ, волоконно-оптический линейный тракт, интенсивность оптического сигнала, информационно-измерительная система, факторы условий функционирования.

Введение. Обеспечение экономических и политических интересов России требует "создания условий для безопасности экономической деятельности Российской Федерации или представляющих ее экономических структур..." [1]. Решение данной задачи требует от системы государственного управления пристального внимания не только собственно к телекоммуникациям специального назначения, но и к ведомственным информационным ресурсам, системам электронного документооборота, межбанковского обмена и другим экономически и политически значимым приложениям, циркулирующим по каналам транспортных сетей связи. В этой связи особое место в рамках построения транспортных сетей связи ведомственного назначения (ТСС ВН) занимают мероприятия по обеспечению информационной безопасности. Они включают в себя комплекс правовых, организационно-режимных, криптографических, инженерно-технических мер, направленных на предотвращение утечки информации по техническим каналам, несанкционированного доступа к ней, а также от деструктивных воздействий на нее [2, 3, 4].

Специфика функционирования и характер информации, передаваемой, как по наложенным, так и по выделенным волоконно-оптическим линейным трактам (ВОЛТ) ТСС ВН, накладывают определенные ограничения на состав оборудования, его характеристики, уровни мощности передаваемых оптических сигналов и т. п. [2,4,5]. В настоящее время одной из самых трудноразрешимых частных задач является

контроль параметров волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП) ТСС ВН. Кроме того, мероприятия по контролю ВОЛП ТСС должны с высокой степенью достоверности приводить к обнаружению и идентификации несанкционированных воздействий.

Цель работы. Исследование нового подхода к организации непрерывного контроля при решении задач обнаружения и идентификации несанкционированных воздействий в волоконно-оптических сетях связи ведомственного назначения.

Анализ подходов к организации непрерывного контроля качества функционирования ВОЛТ с МДВ и ВОУ. Быстрое развитие оптических технологий и распределения информации привело к тому, что технологии контроля параметров ВОСП стали отставать от современного уровня ТСС. Особенно остро это проявляется при решении задач управления ТСС, контроля состояния оптических компонентов ВОСП. Это связано с тем, что протяженность оптических линейных трактов составляет сотни километров, а пропускная способность достигает 0,1 Тбит/с. Даже кратковременный отказ может привести к потере огромного объема информации. Разработаны и внедрены современные системы резервирования, однако для их активизации необходимо идентифицировать причину отказа или несанкционированного воздействия. Следовательно, существует объективная необходимость совершенствования научно-методического инструментария контроля ВОСП с учетом современного уровня развития

компонентной базы ТСС ВН.

Контроль состояния элементов ВОСП с мультиплексированием по длине волны (МДВ) и волоконно-оптическими усилителями (ВОУ) существенно сложнее, чем контроль состояния одноволновых однопролетных волоконно-опти-

ческих линий передачи предыдущих поколений [4,5]. Это связано с тем, что кратно числу спектральных каналов r увеличилось число системных характеристик, усложнились процессы, происходящие в ВОСП, как показано на рисунке 1.

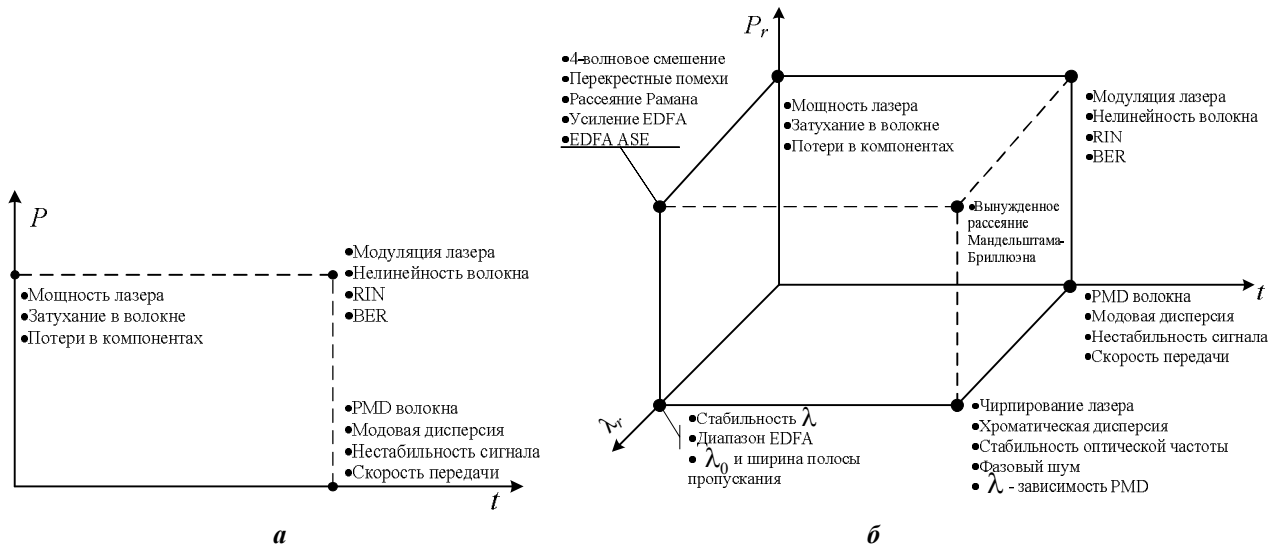


Рисунок 1 – Эволюция основных системных характеристик и процессов в ВОСП:
а – ВОСП с ВРК; б – ВОСП с МДВ и ВОУ

Непрерывное измерение показателей качества функционирования ВОСП с МДВ и ВОУ, как правило, затруднено, что обуславливает необходимость поиска параметров, наиболее полно отражающих состояние, организованных по спектральным каналам связей. Проведенные исследования показали, что наилучшими характеристиками оптических сигналов и шумов являются параметры линейного тракта на входе фотоприемного устройства $n_{cr}(t)$ и $n_{ur}(t)$, определяемые как среднее число фотонов, приходящихся соответственно на один сигнальный и шумовой информационный бит [5,6,7,8]. В волоконно-оптических сетях наибольшие потери времени на поиск и локализацию неисправности, обуславливающей прерывание связи, имеют место при обрывах и нарушениях коммутации оптических кабелей. Кроме этого, помимо данного вида неисправностей волоконно-оптических линий связи, очень часто имеют место и нарушения, вызванные изменением параметров оптического волокна. Различные факторы условий функционирования, такие как намокание кабеля, механические напряжения, обусловленные, например, его провисанием, а также наличие неоднородностей волокна, приводят к временным изменениям параметров оптических волокон и, как следствие, непредвиденному изменению качества связи. Как правило, необратимые процессы

деградации волокна определить достаточно сложно, так как для этого необходимо располагать статистическими данными, требующими проведения большого числа измерений, которые в полевых условиях не обеспечивают необходимой точности и связаны со значительными трудовыми и временными затратами.

Обнаружение и идентификация несанкционированных воздействий в волоконно-оптических сетях связи ведомственного назначения. Существующие на сегодняшний день методы получения оптического излучения с боковой поверхности оптического волокна (ОВ) можно условно разделить на два класса:

– методы получения оптического излучения с боковой поверхности ОВ за счет устройств, не создающих локальных неоднородностей в ОВ;

– методы получения оптического излучения с боковой поверхности ОВ за счет устройств, создающих в ОВ локальные неоднородности.

К первому классу относятся методы получения оптического излучения с боковой поверхности ОВ за счет концентрации рэлеевского рассеяния или за счет распределенной связи двух оптических волокон. Несанкционированный доступ (НСД) в этих случаях достаточно сложно обнаружить, что является, с одной стороны, преимуществом этих методов, а с другой - серьезной задачей научных исследований и разработок. К недостаткам таких

методов можно отнести то, что для получения уровня интенсивности оптического излучения, достаточного для работы приемника технической разведки (ПТР), требуется распределенный в пространстве участок съема, что на практике реализуемо только на пределе технических возможностей в области оптических технологий.

Ко второму классу относятся методы получения оптического излучения с боковой поверхности ОВ с помощью устройств, создающих локальные неоднородности различными способами, такими как: нагрев, механическое сжатие (растяжение), акустическое воздействие на ОВ, нарушение полного внутреннего отражения путем сгиба ОВ. При этом мощность оптического излучения на входе оптического ПТР определяется выражением:

$$P_{\text{ex.ПТР}} = 10 \lg \left[K_{\text{сб.ПТР}} \cdot 10^{\frac{P_{\text{пер}} - \alpha_{\text{ОВ}_\Sigma}}{10}} \cdot \left(1 - 10^{-\frac{\alpha_{\text{НСД}}}{10}} \right) \right], (1)$$

где $P_{\text{ex.ПТР}}$ - уровень мощности оптического сигнала на входе ПТР, дБм; $P_{\text{пер}}$ - уровень мощности оптического сигнала на выходе усилителя передачи, дБм; $\alpha_{\text{ОВ}_\Sigma}$ - суммарные потери в ОВ от выхода усилителя передачи до входа приемника НСД, дБ; $\alpha_{\text{НСД}}$ - затухание, вносимое при НСД к ОВ, дБ; $K_{\text{сб.ПТР}}$ - коэффициент сбора мощности оптического сигнала, излучаемой на созданных в ОВ неоднородностях.

Недостатком методов, относящихся ко второму классу, является необходимость повреждения оптического кабеля (ОК) с целью доступа к ОВ. Такого рода воздействия могут быть легко обнаружены при тестировании ЛТ, например, с помощью комплекса технических средств измерений (КТСИ), включающего в себя оптический рефлектометр и оптический анализатор спектра. Однако устройства и комплексы такого типа имеют один существенный недостаток. С их помощью практически невозможно осуществлять непрерывный контроль ВОСП с МДВ и ВОУ по причине односторонности ВОУ и большой протяженности безрегенерационного участка ВОЛТ.

Поэтому целесообразным представляется использование КТСИ в совокупности с распределенными датчиками контроля, составляющими единую систему, построенную на основе перспективных средств обработки оптической информации, использующих современные достижения интегральной и нелинейной оптики, голографии, фотоники и нейрокомпьютеринга [6, 7, 8, 9].

Проведенные авторами исследования показали, что в качестве контролируемых параметров целесообразно использовать интенсивность оптического излучения, попадающего за один тактовый интервал на вход фотоприемного устройства (ФПУ). Часть оптического излучения посредством 1 или 5 % ответвителя может быть доставлена в систему контроля [5, 6,], где реализуется его параллельная и одновременная для всех спектральных каналов интеллектуальная обработка. Система контроля представляет собой информационно-измерительную систему (ИИС), разработанную на основе методологии интеллектуального анализа данных и реализованную средствами нелинейной и интегральной оптики. Обобщенная функциональная модель такой ИИС представлена на рисунке 2. Особенность предлагаемого подхода заключается в том, что в ИИС происходит одновременная параллельная обработка всех r спектральных каналов [5, 6, 7].

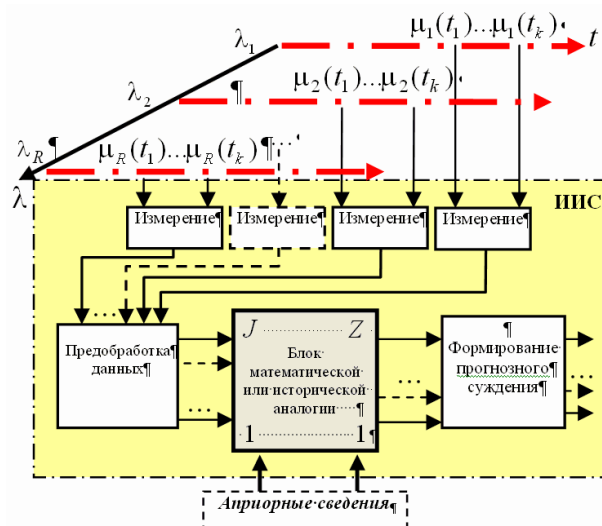


Рисунок 2 – Обобщенная схема функциональной модели ИИС

В целях контроля ИИС должна вычислять апостериорную плотность после каждого интервала, а затем определять оценку по методам максимума апостериорной вероятности или условного среднего. Практический метод для выполнения этой задачи состоит в том, чтобы уточнить плотность на основе предшествующих наблюдений. Таким образом, ИИС рекуррентно формирует искомую плотность от наблюдения к наблюдению, начиная с априорной плотности параметра интенсивности γ , и в каждый момент времени определяет соответствующую оптимальную оценку [9, 10, 11].

Для анализа необходимых вычислений рассмотрим интенсивность $J(t, \gamma)$ на входе ФПУ при условии, что наблюдение ведется в течение

дискретных интервалов длительностью τ . Последовательность отсчетов вплоть до k -го, $N_k = (n_1, n_2, \dots, n_k)$ принимается в режиме квантового ограничения. Выразим условную плотность $p(\gamma | N_k)$ через условную плотность, соответствующую предыдущему интервалу, $p(\gamma | N_{k-1})$.

$$p(\gamma | N_k) = \frac{P(n_k | N_{k-1}, \gamma) P(N_{k-1} | \gamma) p(\gamma)}{P(n_k | N_{k-1}) P(N_{k-1})} = \left[\frac{P(n_k | N_{k-1}, \gamma)}{P(n_k | N_{k-1})} \right] p(\gamma | N_{k-1}). \quad (2)$$

Выражение в квадратных скобках является множителем, учитывающим характер изменения условной плотности после наблюдения k -го отсчета n_k . Таким образом, искомая плотность может быть получена в реальном дискретном времени с помощью рекуррентного соотношения (2) для $k = 1, 2, 3, \dots$ с учетом того, что $p(\gamma | N_0) = p(\gamma)$. Числитель выражения в квадратных скобках можно упростить, представив его пуассоновским распределением, так как n_k не зависит от N_{k-1} :

$$P(n_k | N_{k-1}, \gamma) = \frac{\mu_k(\gamma)^{n_k}}{n_k!} \exp(-\mu_k(\gamma)), \quad (3)$$

где $\mu_k(\gamma) = \int_{t_{k-\tau}}^{t_k} J(t, \gamma) dt$ - интеграл от интенсивности оптического сигнала на k -м интервале.

Знаменатель вычисляется как:

$$P(n_k | N_{k-1}) = E_\gamma [P(n_k | N_{k-1}, \gamma)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu_k(\gamma)^{n_k}}{n_k!} \exp(-\mu_k(\gamma)) p(\gamma | N_{k-1}) d\gamma. \quad (4)$$

Таким образом, вычисление знаменателя указанного выше множителя требует усреднения с использованием плотности, полученной на предыдущем шаге. Если длительность интервала наблюдения τ стремится к нулю, то $t_k \rightarrow t_{k-1}$ и приведенные выше выражения теоретически дают мгновенное значение оценки на основе результатов наблюдения. В этом случае выражение (2) после модификации выражает характер изменения плотности как непрерывной функции времени. Для определения характера требуемых вычислений необходимо преобразовать соотношения (3) и (4), заменив τ дифференциальным элементом $d\tau$. Соответственно

$p(\gamma | N_{k-1})$ заменяется на $p(\gamma | z(t))$ и $p(\gamma | N_k)$ на $p(\gamma | z(t + dt))$, где $z(t)$ - шумовая составляющая оптического сигнала на входе ФПУ в момент t . Для дифференциального интервала dt каждое N_k принимает значения больше единицы с вероятностью, приближающейся к нулю, причем $\mu_k(\gamma) \rightarrow J(t_k, \gamma)\tau$. Отсюда при $dt \rightarrow 0$ пуассоновское распределение в выражении (3) приближается к бинарной плотности вида:

$$P(n_k | z(t), \gamma) = \begin{cases} 1 - J(t, \gamma)dt, & n_k = 0, \\ J(t, \gamma)dt, & n_k = 1. \end{cases} \quad (5)$$

Аналогично

$$P(n_k | z(t)) = \begin{cases} 1 - \hat{J}(t)dt, & n_k = 0, \\ \hat{J}(t)dt, & n_k = 1, \end{cases} \quad (6)$$

где

$$\hat{J}(t) = E_\gamma [J(t, \gamma) | z(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} J(t, \gamma) p(\gamma | z(t)) d\gamma. \quad (7)$$

Таким образом, при $dt \rightarrow 0$ множитель в формуле (2) является отношением выражений, которые могут принимать одно из двух значений для данного t , а именно

$$\frac{P(n_k | N_{k-1}, \gamma)}{P(n_k | N_{k-1})} \xrightarrow{dt \rightarrow 0} \begin{cases} \frac{1 - J(t, \gamma)dt}{1 - \hat{J}(t)dt}, & n_k = 0, \\ \frac{J(t, \gamma)dt}{\hat{J}(t)dt}, & n_k = 1. \end{cases} \quad (8)$$

Поскольку n_k принимает значения «ноль» или «единица», выражение (8) можно переписать в функциональной форме

$$\frac{P(n_k | N_{k-1}, \gamma)}{P(n_k | N_{k-1})} = \left[\frac{1 - J(t, \gamma)dt}{1 - \hat{J}(t)dt} \right] (1 - n_k) + \frac{J(t, \gamma)}{\hat{J}(t)} n_k. \quad (9)$$

Разложив выражение в квадратных скобках в ряд, пренебрегая всеми членами порядка малости по dt больше единицы и подставив результат в выражение (2), получим

$$p(\gamma | z(t + dt)) = p(\gamma | z(t)) + p(\gamma | z(t)) \left[\frac{J(t, \lambda) - \hat{J}(t)}{\hat{J}(t)} \right] [n_k - \hat{J}(t)dt]. \quad (10)$$

Таким образом, на дифференциальном интервале времени dt в момент времени t $p[\gamma | z(t)]$ изменяется в соответствии с выра-

жением (10), если dt настолько мало, что выполняется условие (5). Требуемые для рекуррентной процедуры вычисления состоят в определении $\hat{J}(t)$ по формуле (7). Сама оценка интенсивности $\hat{J}(t)$ есть условное среднее $J(t, \gamma)$ при фиксированном $z(t)$. Поэтому $\hat{J}(t)$ является оценкой интенсивности $J(t, \gamma)$ по методу условного среднего при данном наблюдении до момента времени t .

Функцию $p[\gamma | z(t)]$ удобно рассматривать как функцию времени и представить выражение (10) в виде дифференциального уравнения посредством вычитания из обеих частей $p[\gamma | z(t)]$ и деления на dt . В результате преобразований имеем:

$$\frac{dp[\gamma | z(t)]}{dt} = p[\gamma | z(t)] \left[\frac{J(t, \gamma) - \hat{J}(t)}{\hat{J}(t)} \right] \times [z(t) - \hat{J}(t)], \quad (11)$$

где использована интерпретация:

$$\lim_{dt \rightarrow 0} \frac{dn_k}{dt} = z(t), \quad p[\gamma | z(0)] = p(\gamma). \quad (12)$$

Выражение (11) представляет собой уравнение динамической системы, определяющей характер изменения во времени искомой апостериорной плотности γ , на основе которой могут быть получены оценки, как по методу условного среднего, так и по методу максимума апостериорной вероятности. С его помощью можно описать процессы в ИИС и определить характер изменений, происходящих в ВОЛТ.

На основании вышеизложенного и с учетом результатов исследований [6, 7, 8, 9, 10, 11], можно сделать вывод о том, что при наблюдении оптических сигналов с пассивной паузой, вне зависимости от закона распределения $p(\gamma)$, точность оценки контролируемых параметров будет определяться количеством принятых фотоэлектронов $n_{cr}(t)$ в течение бита и временем наблюдения τ [8, 9, 10, 11].

Так как интенсивность фотонов на входе ФПУ пропорциональна интенсивности фотоэлектронов на его выходе, аналогично можно утверждать, что при использовании средств оптической обработки сигналов в режиме счета фотонов точность оценки имеет аналогичную зависимость от числа принятых фотонов и времени наблюдения τ .

Заключение. Проведенные исследования показывают, что успехи в развитии оптических технологий оказывают влияние на повсеместное их внедрение в ТСС ВН. Однако, наряду с этим, более остро встают вопросы проектирования, управления, мониторинга таких систем. Предложенный подход позволяет применять уже разработанные средства и комплексы для непрерывного контроля ЭКУ в совокупности с перспективными средствами интегральной и нелинейной оптики, фотоники и голографии. Это позволит эффективно решать задачи непрерывного контроля с целью своевременного обнаружения и идентификации НСД.

Библиографический список

1. *Российская Федерация. Президент (2008– ; Д.А. Медведев).* Послание Президента Российской Федерации Федеральному Собранию Российской Федерации: (о положении в стране и основных направлениях внутренней и внешней политики государства). – М.: Маркетинг, 2009. – 56 с.
2. Концептуальные положения по построению мультисервисных сетей на ВСС России 2001 г. Версия 4. – М.: Министерство Российской Федерации по связи и информатизации. – 2001. – 34 с.
3. *Свинцов А.Г.* ВОСП и защита информации / А. Г. Свинцов // Фотон-экспресс. – 2000. – № 2. – С. 32–37.
4. *Жирар А.* Руководство по технологии и тестированию систем WDM. – М.: EXFO, 2001. – 264 с.
5. *Иванов А.Б.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания Сайрус Системс, 1999. – 671 с.
6. *Музалевский Д.Ю.* Использование методов голографии и Фурье-оптики для организации непрерывного контроля волоконно-оптических линейных трактов / Д.Ю. Музалевский, С.И. Сайтов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2008. – № 4. – С. 24–26.
7. *Музалевский Д.Ю.* Исследование измеримости параметров интенсивности оптического сигнала / Д.Ю. Музалевский // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2009. – № 2. – С. 79–83.
8. *Сайтов И.А. Щекотихин В.М.* Теоретические основы построения средств связи оптического диапазона: учеб. пособие. – Орел: Академия ФСО России, 2008. – 491 с.
9. *Парыгин В.Н., Балакишиев В.И.* Оптическая обработка информации. – М.: Изд. МГУ, 1987. 141 с.
10. *Коржик В.И.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
11. *Гальярди Р.М., Карп Ш.* Оптическая связь. – М.: Связь, 1978. – 424 с.

УДК 004.932.4

С.С. Садыков, И.А. Сафиулова, М.И. Ткачук

ТЕХНОЛОГИЯ ОБРАБОТКИ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СНИМКОВ СЕРДЦА НА ВНЕШНЕМ КОМПЬЮТЕРЕ

В статье описывается технология компьютерной обработки ультразвуковых снимков сердца. Предложена общая схема системы, описаны основные модули и потоки информации. Приведены описания отдельных алгоритмов, реализованных в системе, и их результаты.

Ключевые слова: обработка и анализ эхокардиографических снимков, система автоматизации, ультразвук.

Введение. За последнее время в странах Европейского Союза (ЕС) смертность от сердечно-сосудистых болезней (ССБ) (по всем возрастным группам) неуклонно снижалась и сейчас по сравнению с уровнем 1970 г. уменьшилась вдвое, составив 240-260 на 100 тыс. населения. При этом средний показатель по СНГ почти в три раза превышает названный уровень и соответствует 750 на 100 тыс. населения [1]. Среди групп населения трудоспособных возрастов на долю смертей от ССБ приходится свыше 50 % отставания по ожидаемой продолжительности жизни между Востоком и Западом [2]. Только инфаркт миокарда (ИМ) и ишемическая болезнь сердца (ИБС) являются основными причинами смертности населения экономически развитых стран и суммарно составляют более 50 % в структуре смертности [3]. Решение вопросов ССБ занимает одно из приоритетных направлений в программе здравоохранения РФ. Для этого в некоторых городах строятся современные кардиологические центры [4]. Однако большинству населения они недоступны, и люди проходят обследования по месту жительства. Основным способом исследования и диагностики ССБ является обследование ультразвуком (УЗ) [5] с использованием систем фирм Philips, Medison и других производителей.

Во время обследования регистрируется от нескольких десятков до тысяч снимков, из которых кардиолог из-за ограниченного времени приема обрабатывает от 2 до 10 кадров, при этом теряется большой объем информации, который следует использовать для постановки диагноза.

Современное программное обеспечение УЗ аппаратов позволяет вести архив обследований, проводить расчеты выделенных вручную камер (других частей) сердца, однако не имеет возможности автоматической обработки. Существует

ряд программных средств (Stress Browser, TTE Browser, Sono View), с помощью которых можно передавать результаты обследований на внешний компьютер и осуществлять их анализ. В этих системах также отсутствует автоматическая обработка.

Стоит отметить работу [6], посвященную трехмерному моделированию желудочков сердца и их анализу на основе полученной модели. В работе подробно рассмотрены вопросы трехмерного моделирования и функционального анализа желудочков сердца, разработаны соответствующие программы, однако выделение желудочков на УЗ снимках выполняется полуавтоматически с использованием метки. Сегментация осуществляется на основе контрастирования, морфологических операций, но не рассматриваются случаи, когда контуры желудочков выражены нечетко и имеются разрывы. Также в работе не рассматривается динамика изменения параметров сердца при полном цикле его сокращения.

Цель работы. Целями данной работы являются создание компьютерной системы обработки УЗ снимков сердца, которая обеспечивает полный автоматический анализ всех снимков обследования; получение новых данных об изменении параметров сердца от кадра к кадру; значительное снижение нагрузки на кардиолога; уменьшение времени обследования; и, самое главное, повышение точности и объективности результатов обследования и диагноза. Для обработки УЗ изображений используется сегментация на основе градиентных и текстурных признаков, что позволит получить более информативное описание снимка и обеспечить необходимую точность.

Основные принципы технологии. В работе рассматриваются особенности реализации компьютерной технологии, решающей указанные задачи в железнодорожной больнице

города Муром. В больнице используется УЗ аппарат Philips EnVisor C, на котором с помощью специальной оболочки для операционной системы можно проводить интерактивные исследования по каждому снимку, вести архив, подготовку отчетов, но не удается выполнить автоматический анализ каждого и всех снимков. Однако существует возможность экспорта данных обследования (видеопоследовательности и отдельные кадры) по сети с помощью

специального формата DICOM и через видеоинтерфейс S-Video [7, 8], используя которые, можно формировать результаты обследования на обычном ПК. В работе использован экспорт через S-Video.

Предлагаемую компьютерную технологию обработки УЗ снимков сердца можно представить следующей схемой с выделенными подсистемами обработки данных на каждом этапе (рисунок 1).

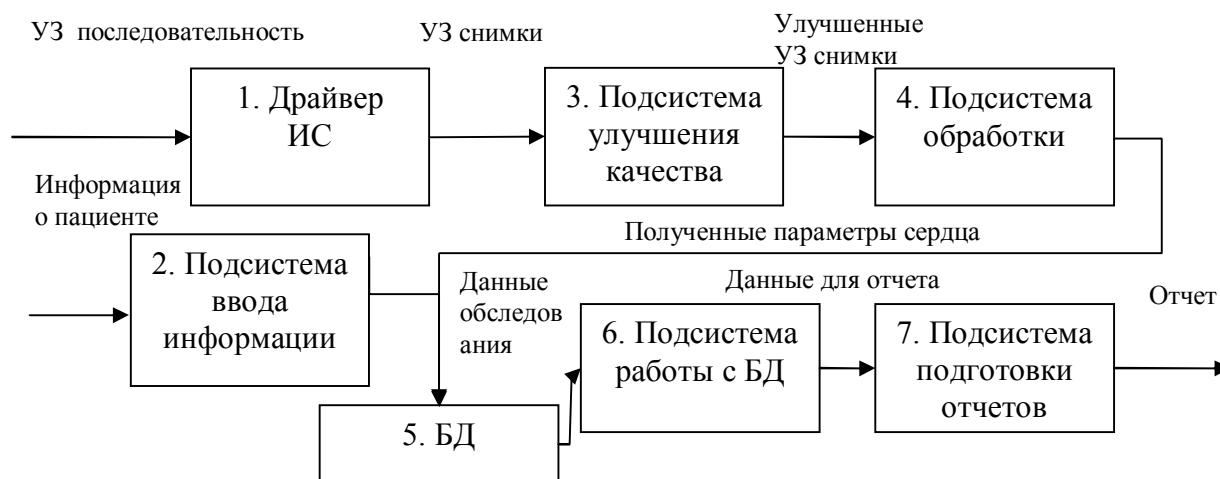


Рисунок 1 – Структурная схема системы

Рассмотрим каждую из подсистем.

1. Драйвер ИС на вход получает видеопоследовательность через интерфейс S-Video, которую разбивает на отдельные кадры, преобразовывая их в полутоновые 8-битные изображения.

2. Подсистема ввода информации представляет собой набор форм ввода информации о пациенте, такой как регистрационные данные (ФИО, дата рождения), результаты анализов, жалобы.

3. Функцией данной подсистемы является подавление помех и шума. Под шумом понимается спекл-шум, который формируется во время отражения УЗ волн от стенок сердца, а под помехами – элементы изображения, которые попали при захвате кадров из архива: полоса М режима [9] и маркер мыши. Для подавления шума используются фильтры Ли, Кауна, медианные фильтры [10, 11].

4. Подсистема обработки подробно рассмотрена ниже.

5. В БД сохраняется вся введенная информация о пациенте и проведенных обследованиях. БД работает под управлением СУБД Firebird 2.1.

6. Функциями подсистемы работы с БД являются сохранение и выборка данных из БД о пациенте и обследованиях.

7. Данная подсистема формирует отчет о

проведенном обследовании с постановкой диагноза.

Реализация отдельных алгоритмов. Из всех подсистем предлагаемой ИС наиболее важной является подсистема (4) автоматической обработки УЗ снимков. Существует много видов снимков, которые возможно получить от УЗ датчика, меняя его положение. Основными для диагностики ССБ являются следующие: парастеральные по длинной (рисунок 2,а) и короткой (рисунок 2,б) осям, двухкамерные (рисунок 2,в) и четырехкамерные (рисунок 2,г) апикальные.

При исследовании снимков в данных позициях анализируется локальная сократимость левого желудочка (ЛЖ) по методу 16-сегментной модели [5, 12].

Рассмотрим апикальные позиции. Алгоритм обработки изображений в данных позициях состоит из следующих шагов:

- сегментация на основе текстурных признаков [13] (получение бинарного изображения, обозначим его через B);
- получение бинарного изображения на основе контурных преобразований (обозначим его через B) [14, 15];
- определение границ ЛЖ на изображении B ;
- выделение ЛЖ;
- вычисление параметров ЛЖ;
- анализ сократимости ЛЖ.

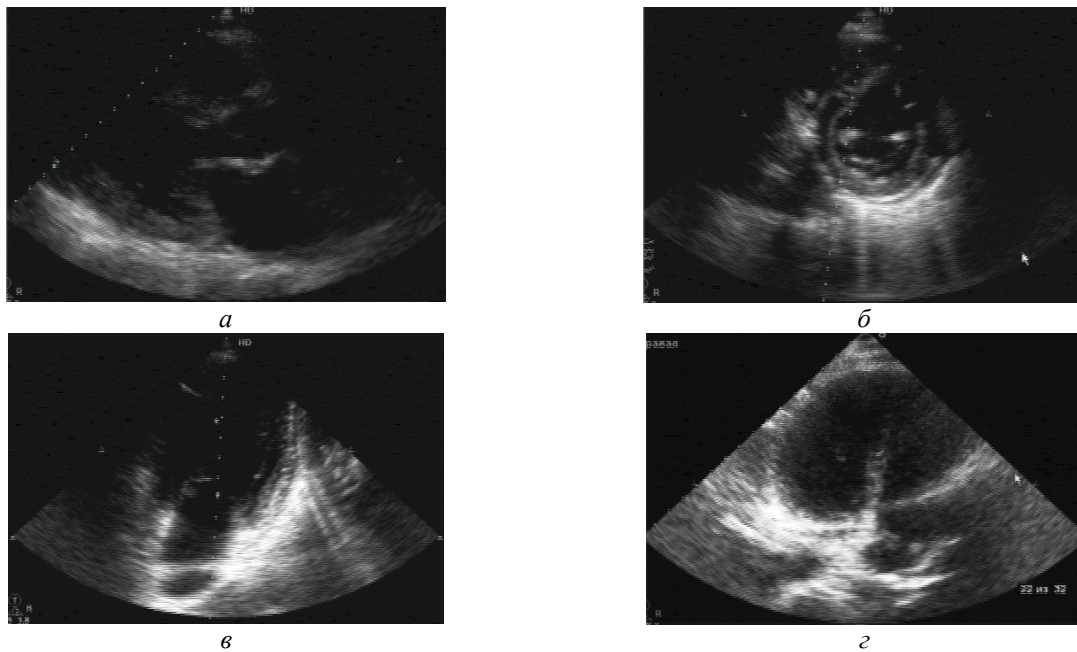


Рисунок 2 – Основные позиции

Сегментация. Главными особенностями УЗ снимков сердца являются малый контраст и нечетко выраженные контуры, поэтому сегментацию целесообразно проводить по большому количеству признаков. В работе используются 7 двумерных и 3 одномерных текстурных признака изображений. Вычисление текстурных признаков осуществляется на исходном изображении (обозначим его через A). После вычисления каждая характеристика нормируется в пределах от 0 до 1. Затем подсчитывается сумма абсолютных отклонений признаков между точками, на основе которой они объединяются в области, тем самым формируя стенки ЛЖ:

$$N = \sum_{i=0}^{10} |f_i(j, k) - f_i(l, m)|,$$

где $f_i(j, k)$ – $i=0$ текстурный признак точки изображения с координатами j и k , $f_i(l, m)$ – текстурный признак точки с координатами l и m .

После объединения точек в области выделяются граничные точки, которые считаются контурными, им присваивается значение $b(x, y) = 1$, остальным – 0. Таким образом, формируется бинарное изображение B .

Контурное преобразование. После получения бинарного изображения B необходимо определить местоположение ЛЖ на УЗ снимке.

Дана функция яркости исходного изображения $A f(x, y)$. В результате контурного преобразования определяется модуль вектора градиента $G(x, y)$ [16]. Для его получения необходимо поочередно выполнить свертку функции $f(x, y)$ со следующими функциями-масками $d_x(x, y)$, $d_y(x, y)$.

Значение функции $d_x(x, y)$ рассчитывается по следующей формуле, $d_y(x, y)$ – аналогично:

$$d_x(x, y) = -\frac{2x}{\sigma^2 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}},$$

где σ – определяет размер маски.

На основе полученного модуля градиента G формируется бинарное изображение B , порог определяется как удвоенное среднее.

Определение границ ЛЖ. Для установления границ ЛЖ используется бинарное изображение B . Правая координата определяется следующим образом: производится суммирование по каждому столбцу бинарного изображения B , столбец с максимальным значением справа от центра принимается за правую границу ЛЖ. Остальные границы установлены экспериментально. Левая координата вычисляется следующим образом: из значения правой границы вычитается $2/5$ части ширины снимка. Верхняя координата берется 30 ± 20 пикселей, нижняя – на уровне $2/3$ высоты изображения. Таким образом, получаем прямоугольник (обозначим его через Π), в котором содержится ЛЖ.

Выделение ЛЖ. На изображении B строится прямоугольник Π по полученным на предыдущем шаге координатам, и определяется его центр тяжести (X, Y) . Из центра тяжести проводятся лучи с интервалом в $1..10$ градусов:

$$\begin{cases} x_0 = X - k \cos \alpha \\ y_0 = Y - k \sin \alpha, \end{cases}$$

где (X, Y) – координаты центра, $k = [0, M]$, α – угол наклона луча, M – определяется при скани-

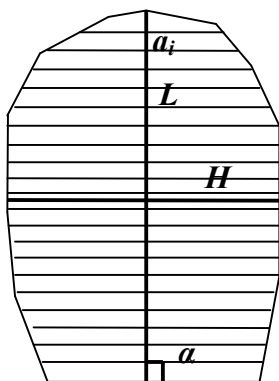
ровании для каждого луча, пока не встретится белая точка изображения B $b(x, y) = 1$.

В результате получается набор пар координат точек $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_M, y_M)$, которые соединяются путем построения выпуклой оболочкой. Точки внутри выпуклой оболочки маркируются, и они формируют ЛЖ.

Вычисление параметров ЛЖ. После выде-

ления ЛЖ вычисляются его основные параметры: площадь S , координаты центра тяжести (ЦТ) X_m, Y_m , длина L , ширина H , объем V .

Под длиной ЛЖ L понимается максимально длинный отрезок, проведенный через ЦТ, под углом наклона α – угол наклона отрезка длины на ось OX . Ширина H – отрезок, перпендикулярный к длине L (рисунок 3,а).



Изменение объема ЛЖ

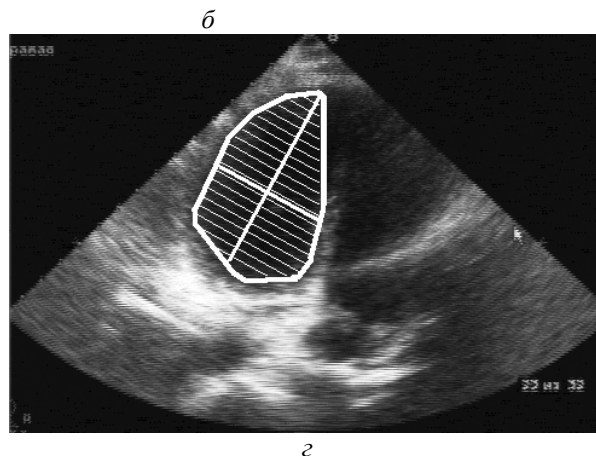
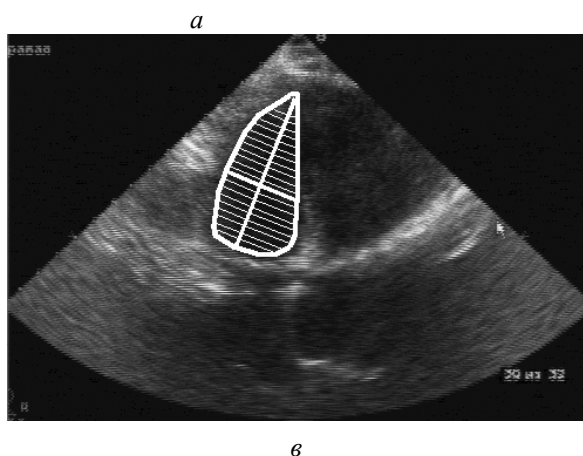
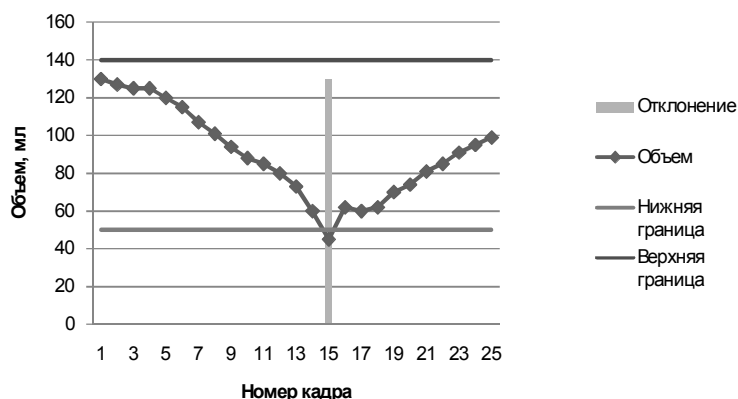


Рисунок 3 – Результаты обработки

Для определения объема существуют два метода: метод дисков V_D по взаимно перпендикулярным позициям, метод площадь-длина $V_{ПД}$ [5]. В работе используется метод дисков, заключающейся в следующем: ЛЖ делится на 20 дисков a_i одинаковой высоты, параллельных ширине H , площади дисков суммируются, и полученная сумма умножается на длину L ЛЖ.

$$V_D = L \sum_{i=1}^{20} a_i^2 \pi / 4 * 20, V_{ПД} = 0.85 S^2 / L.$$

Далее определяется кадр, где ЛЖ имеет минимальный объем (систола), кадр, где ЛЖ имеет максимальный объем (диастола), фракция выброса (ФВ) и полный цикл сокращения ЛЖ [5]. Под полным сокращением ЛЖ понимается

последовательность из 22-25 кадров, начинающихся и заканчивающихся диастолами. Схема изменения параметров ЛЖ при полном сокращении показана на рисунке 4,а.

ФВ является одной из важных характеристик для оценки состояния сердца. Формула для ее вычисления следующая:

$$\Phi B = \frac{V_{ДО} - V_{СО}}{V_{ДО}} 100 \%,$$

где $V_{ДО}$ – диастолический объем ЛЖ, $V_{СО}$ – систолический объем ЛЖ.

Анализ сократимости ЛЖ. Для анализа сократимости ЛЖ используется 16-сегментная модель сердца, суть которой заключается в

делении ЛЖ в приведенных на рисунке 2 позициях на определенные сегменты. В апикальных позициях каждая боковая стенка делится на 3 сегмента (3 сегмента левее оси L и 3 сегмента правее L) [5]. Для анализа их сократимости используется признак изменения длин 20 дисков.

Результаты. На рисунках 3, в, г представлены 2 кадра, соответствующие систоле и диастоле. На рисунках выделен ЛЖ, разбитый на 20 дисков, построены его оси. На рисунке 3, б дан график изменения объемов ЛЖ.

На графике отмечены возможные верхние и

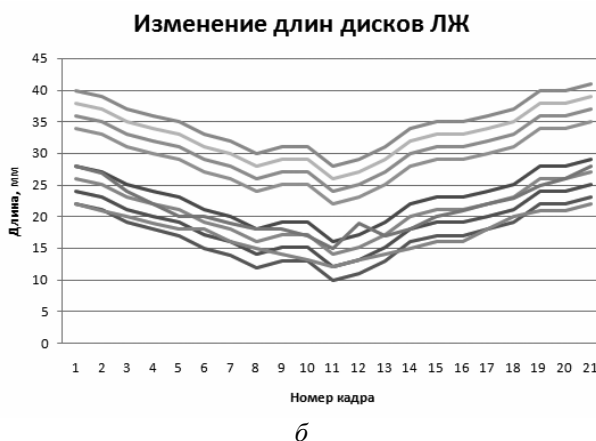
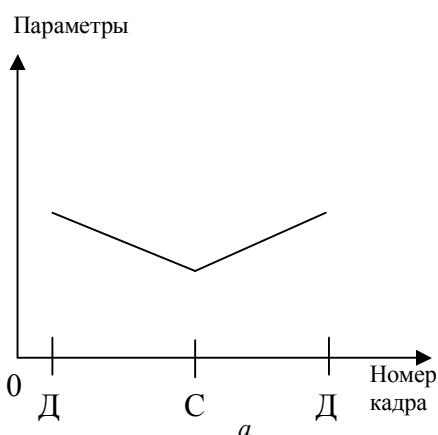


Рисунок 4 – Анализ сократимости

Данный график показывает, что ЛЖ сокращается равномерно, так как все длины дисков изменяются почти одинаково, и соответствует предложенной модели.

нижние значения нормы объемов, отклонения от которых фиксируются прямой чертой (кадр 15).

Анализируя график 3, б, можно сделать вывод, что нарушений изменения объемов нет, так как график соответствует схеме цикла сокращения ЛЖ (рисунок 4, а), а небольшое отклонение на кадре 15 обусловлено погрешностью расчетов. Аналогично представляются и анализируются результаты измерения других параметров. На рисунке 4, б приведены графики изменения длин десяти дисков.



Рисунок 5 – Результаты с отклонениями от схемы

Аналогичным образом осуществляется определение характеристик правого желудочка, левого и правого предсердий.

В работе [17] проводилось исследование алгоритмов сегментации УЗ снимков сердца по точности и скорости. Точность оценивалась следующим образом: выбиралась последовательность кадров, на каждом кадре контур ЛЖ обводился вручную, и такое изображение считалось эталонным. После автоматического выделения ЛЖ результат сравнивался с эталонным по площади S , объему V и длине L . Исследования

показали, что отклонение в среднем составляет 4–5 %, что считается допустимым.

Заключение.

1. Система на основе предлагаемой технологии обеспечивает полную автоматическую обработку всех кадров (от 50 до 200 снимков) обследования сердца в течение 2–5 минут после регистрации данных, что значительно меньше, чем существующий способ обработки, длительность которого от 30 секунд до нескольких минут на кадр (анализируется от 2 до 10).

2. Появляется возможность обследования

большого числа пациентов.

3. Создаются условия формирования АРМ кардиолога, интегрирующего все данные о пациенте, что повышает точность и объективность диагноза. Отклонения предложенного автоматического способа обработки составляют 4-5 % от ручного.

4. Рассмотренная технология используется в кардиологическом отделении железнодорожной больницы города Муром.

Библиографический список

1. Доклад о состоянии здравоохранения в Европе 2002. - Европейское региональное бюро ВОЗ. Копенгаген. 2002. - С. 33-35.

2. Информационный бюллетень для руководителей здравоохранения. Документы ВОЗ и международные проекты. Выпуск 26, 2007.

3. *Оганов Р.Г.* Смертность от сердечно-сосудистых заболеваний в России и некоторые влияющие на нее факторы // Кардиология. 1995. - № 4 - С. 80 - 83.

4. <http://www.cardiosite.ru/cardio-russian> (дата обращения: 26.08.2009).

5. *Нелсон Б. Шиллер, М.А. Осипов.* Клиническая эхокардиография, второе издание. - М.: Практика, 2005. - 344 с.

6. *Аллатов А.В.* Методы математического моделирования для трехмерной реконструкции функционального анализа желудочков сердца человека по данным эхокардиографии: Диссертация ... канд. техн. наук. - Рязань, 2003. - 177 с.

7. Philips medicine. <http://www.medical.philips.com> (дата обращения: 23.04.2008).

8. DICOM. <http://medical.nema.org> (дата обращения: 23.04.2008).

9. *Ткачук М.И.* Определение полосы М-режима

на эхокардиографических изображениях // Материалы Международной научно-практической конференции «Новейшие научные достижения – 2009». – Днепропетровск: Наука и образование. 2009, С. 40 - 45.

10. *Baradi A., Parmiggiane F.* An alternative form of Lee filter for speckle suppression in SAR images // Graphical model and image processing. 1995, №1, Pp. 75 - 78.

11. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / под ред. Т. Хуанга. – М., Радио и связь, 1984. - 320 с.

12. *Ткачук М.И.* Анализ сократимости левого желудочка сердца на эхокардиографических снимках // Системы и методы обработки и анализа данных: сборник статей молодых исследователей. Выпуск 1 – Владимир: изд-во Владимирского гос. университета, 2009. - С. 73 – 77.

13. *Haindl M., Mike S.* Unsupervised texture segmentation using multispectral modelling approach. // Proceedings of the 18th International Conference on Pattern Recognition, ICPR., volume II. 2006. - Pp. 203–206.

14. *Canny J.A.* Computational Approach To Edge Detection // IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1986 №8. - Pp. 679-714.

15. *Lindeberg Tony.* Edge detection and ridge detection with automatic scale selection // International Journal of Computer Vision. 1998, № 2. - Pp. 117-154.

16. Методы компьютерной обработки изображений / под ред. В.А. Сойфера. – М., ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 784 с.

17. *Садыков С.С., Ткачук М.И.* Сравнительный анализ алгоритмов сегментации эхокардиографических снимков // Системы управления и информационные технологии, 1.1(39), 2010. - С. 184-187.

УДК 621.391

И.В. Баландин

АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОИСКА КЛЮЧЕВЫХ СЛОВ

Предложен комбинированный алгоритм сегментации речевого сигнала (РС) на акустически однородные участки (АОУ) речи, использующий статические и динамические параметры РС, для автоматической системы дикторонезависимого поиска ключевых слов в потоке слитной речи [1]. Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает большую надежность сегментации по сравнению с алгоритмами, использующими только динамические параметры.

Ключевые слова: распознавание речи, вейвлет-пакетное разложение, сегментация речи.

Введение. В целях уменьшения объема хранимых образцов и количества обрабатываемой информации при анализе РС необходима

предварительная сегментация. В [2...4] предлагается в качестве наименьшей акустической единицы считать фонему. Хотя голосовой аппа-

рат человека может воспроизвести практически бесконечное множество звуков, набор фонем ограничен, например, в русском языке насчитывается 41 фонема [2]. Однако РС воспроизводится путем хорошо скоординированных и непрерывных движений органов артикуляции, характеризующихся неодинаковой инерционностью. В результате акустические свойства любой фонемы меняются в зависимости от фонетического окружения. При сравнительно простой внутренней структуре для описания переходов между фонемами вблизи их границ требуется значительно большее число параметров [3]. Компенсация изменчивости РС, связанная с изменением акустической обстановки, изменением состояния голосового тракта или изменением диктора, увеличивает количество параметров на порядок.

В то же время РС в значительной степени коррелирован [2] и считается квазистационарным на интервалах анализа 10...30 мс. Наиболее короткие звуки, соответствующие взрывным согласным, могут иметь длительность порядка 10 мс. Поэтому обычно сегментация осуществляется на АОУ с малым изменением параметров РС. При обеспечении дикторонезависимости, для уменьшения числа хранимых образцов, эти сегменты могут быть сведены в классы эквивалентности или кластеры.

Цель работы – разработка устойчивого к мешающим факторам алгоритма сегментации РС на АОУ.

Анализ известных алгоритмов сегментации. Качество работы блока сегментации во многом определяет надежность распознавания РС, поэтому разработке методов сегментации уделяется большое внимание. Так, в [6] используется быстрое вейвлет-преобразование, где границы сегментов определяются с помощью фиксированного порога функции изменения коэффициентов детализации, а в [7] с помощью нейронной сети вычислялась ошибка между спектрограммами соседних окон РС. Эти методы, основанные на энергетических характеристиках РС, обеспечивают вероятность определения границ менее 90%, что не достаточно для эффективного анализа РС.

Большую надежность оценки границ обеспечивают методы, основанные на динамических или информационных параметрах РС. В [4] показана возможность выделения локально-стационарных участков РС, соответствующих разнородным артикуляционным событиям, на основе фонетической функции речи А.А. Пирогова, дискретный аналог которой определяется выражением:

$$W_1(q) = \sum_{k=1}^n \sum_{\tau=1}^{Q_0} \exp(-\tau/q_0) \ln[S_k(q)/S_k(q-\tau)],$$

$$q = \overline{1, Q_\zeta}; \quad (1)$$

где $S_k(q)$ - k -й отсчет спектра мощности, определенного на q -м интервале исходного РС; n - количество отсчетов $S_k(q)$, определенных на каждом интервале анализа, для дискретного преобразования Фурье $n=N-1$; q_0 - число интервалов РС, соответствующее постоянной времени аппарата слухового восприятия τ_0 ; Q_0 - верхний предел бесконечного числового ряда, выбираемый из условия $\exp(-Q_0/q_0) \approx 0$; число интервалов Q_ζ зависит от размера кадра N и относительного перекрытия кадров $\Delta N = \Delta / N$; Δ - абсолютная величина перекрытия.

В [5] показано, что члены внутренней суммы в выражении (1) при $\tau = 2, 3, \dots$ оказывают незначительное влияние на выделяющие свойства фонетической функции в силу быстрого затухания экспоненциального закона. Поэтому в интересах снижения вычислительных затрат возможно отказаться от долговременного анализа и учитывать только один член суммы ряда по τ , когда $\tau = 1$. В этом случае при $\Delta N \rightarrow 1$ дискретная функция $S_k(q)$ становится непрерывной и члены суммы ряда выражения (1) сводятся к первой производной логарифма $S_k(q)$. В [5] предложена модифицированная фонетическая функция речи в виде

$$W_2(q) = \sum_{k=1}^n \ln([S_k(q)^2] / [S_k(q-1)S_k(q+1)]),$$

$$q = \overline{1, Q_\zeta}, \quad (2)$$

члены суммы которой при $\Delta N \rightarrow 1$ сведутся к второй производной логарифма $S_k(q)$.

Эти методы, основанные только на динамических характеристиках РС, обеспечивают надежность обнаружения границы сегмента до 97%, но дают большое число ложных сегментов особенно в паузах РС.

Разработка алгоритма сегментации. Границы сегмента характеризуются нулевым значением первой производной огибающей непрерывной функции $S_k(q)$ и локальным максимумом второй производной. В целях повышения качества выделения артикуляционных событий предлагается сегментирующая функция в виде:

$$W_3(q) = \sum_{k=1}^n a_k W_{k2}(q) / W_{k1}(q), \quad (3)$$

где - a_k - k -й весовой коэффициент, выбирался

экспериментально; $W_{k1}(q)$, $W_{k2}(q)$ - k -й элемент суммы выражений (1) и (2) соответственно.

Координата границы сегмента определялась по локальному максимуму функции $W_v(q)$, где $v=1,2,3$ – вид сегментирующей функции.

Решение о наличии артикуляционного события принималось при превышении значения сегментирующей функции пороговой функции:

$$W_v(q) > W_v^o(q). \quad (4)$$

После обнаружения границы пороговая функция уменьшалась по экспоненциальному закону:

$$W_v^o(q) = W_v(q_{i-1}) \exp[(q_{i-1} - q) / q_0], \quad (5)$$

где q_{i-1} номер кадра предыдущей обнаруженной границы.

В целях уменьшения числа ложных границ введен второй канал (рисунок 1), использующий статические параметры РС, который выделяет паузы РС сравнением энергии кадра $E(q)$ с фиксированным порогом $E_{пор}$, определяемым заданным отношением сигнал/шум 30дБ [1]. Объединение результатов работы каналов осуществляется логическим умножением.

Для увеличения разрешающей способности во временной области отсчеты спектра мощности $S_k(q)$ находятся в базисе вейвлет-фильтра Добеши с помощью вейвлет-пакетного разложения (ВПР). Основное достоинство ВПР заключается в том, что базисные функции локализованы не только в частотной, но и во временной области.

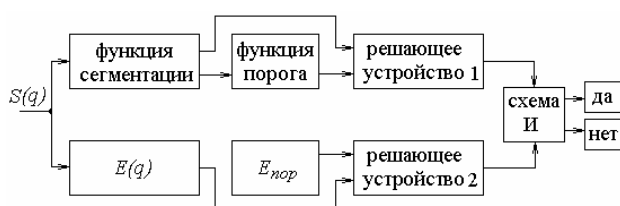


Рисунок 1 - Структурная схема двухканального алгоритма сегментации РС

Результаты экспериментальных исследований. Для экспериментального исследования была построена модель устройства автоматической сегментации РС.

Фонетический материал был собран в виде наборов записей 20 дикторов разного пола в возрасте от 18 до 35 лет из различных районов страны, записанных дважды в разное время суток. Запись эталонных реализаций, произнесенных дикторами без заметных дефектов артикуляции, осуществлялась в комнате с отсутствием акустических отражений при нор-

мальном темпе произношения, обеспечивающем разборчивость речи не ниже пяти баллов в соответствии с ГОСТ Р50840-95.

Ввод и дискретизация РС осуществлялась с помощью ЭВМ. Для уменьшения искажений РС оцифровывались с частотой дискретизации 48кГц и 16-битным представлением отсчетов. Методами цифровой фильтрации выделялась полоса частот 0.3-3.4 кГц и частота дискретизации понижалась до 8 кГц. Различные акустические мешающие факторы, такие как реверберация и зашумление, моделировались программно.

РС разбивался на кадры длиной N отсчетов с относительным перекрытием ΔN . Кадр сглаживался с помощью окна Хэннинга, спектр мощности находился в базисе вейвлет-фильтра Добеши с помощью ВПР с уровнем l и числом ветвей $n=2^l$. Экспериментально показана эффективность вейвлет-пакетного разложения с уровнем $l=4$ и числом ветвей ВПР $n=2^l$. Вычислялась энергия каждой ветви S_k , которая использовалась при сегментации.

Рассмотрены три алгоритма сегментации:

- на основе фонетической функции речи (1);
- на основе модифицированной функции речи (2);
- предложенный комбинированный алгоритм с функцией сегментации по выражению (3).

Для оценки качества сегментации и оптимизации параметров алгоритма использовались вероятности правильного определения границы и ложной сегментации. Алгоритм выделения границ может вынести два решения: ϕ_0 - есть граница; ϕ_1 - нет границы, причём решение принимается при условии: граница действительно есть - событие ω_0 ; или границы действительно нет - событие ω_1 . Совмещение условий и решений характеризуется четырьмя условными вероятностями: $P(\phi_0/\omega_0) = P_t$ - вероятность правильного определения границы; $P(\phi_1/\omega_0)$ - вероятность пропуска границы; $P(\phi_0/\omega_1) = P_f$ - вероятность неправильного определения границы; $P(\phi_1/\omega_1)$ - вероятность правильного не определения границы. При этом решения, соответствующие одному условию, составляют полную группу событий

$$P(\phi_0/\omega_0) + P(\phi_1/\omega_0) = 1, \quad P(\phi_0/\omega_1) + P(\phi_1/\omega_1) = 1. \quad (6)$$

Для примера на рисунке 2 представлены РС слова «группа» (кривая 1), сегментирующая функция (кривая 2) и пороговая функция (кривая 3) и выделенные границы сегментов.

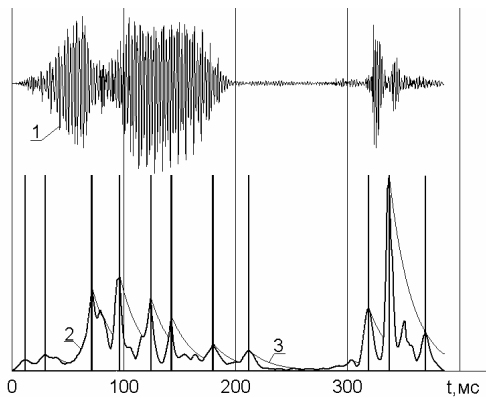
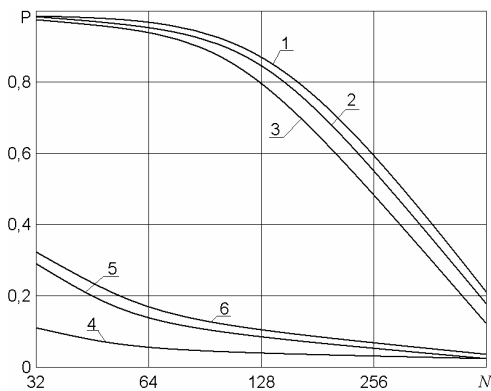


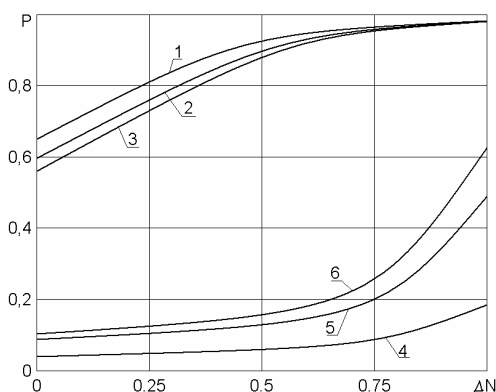
Рисунок 2 – РС слова «группа», сегментирующая и пороговая функции

На рисунке 3 представлены зависимости вероятности правильного определения границ P_t (кривые 1,2,3) и ложной сегментации P_f (кривые 4,5,6) от параметров N (рисунок 3,а), ΔN (рисунок 3,б), τ_0 (рисунок 3,в) и l (рисунок 3,г): для предложенного алгоритма (кривые 1,4); на основе модифицированной функции речи (кривые 2,5); на основе фонетической функции речи (кривые 3,6).

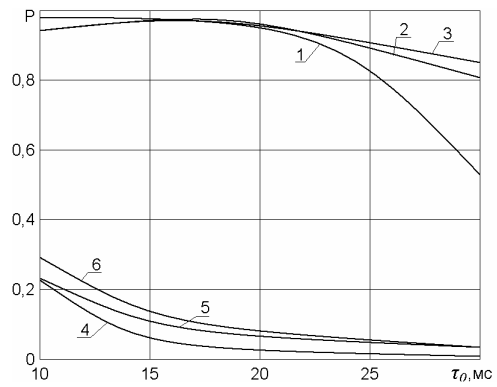
Анализ результатов эксперимента показал, что все рассмотренные алгоритмы сегментации РС на АОУ сегментирующие функции могут обеспечивать надежность определения сегментов до 97%, при этом сегментирующие функции (1) и (2) выдают большое число ложных сегментов, достигающее 15%, что увеличивает вычислительные затраты.



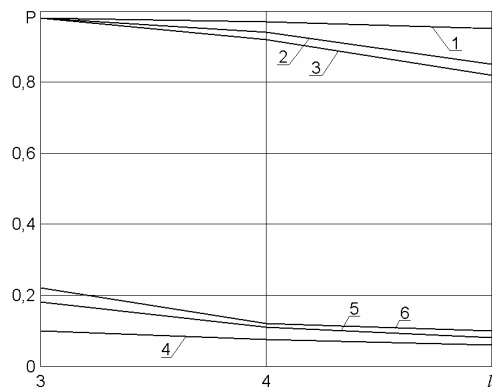
а



б



в



г

Рисунок 3 - Зависимости P_t и P_f для различных сегментирующих функций

Комбинированный алгоритм при той же надежности оценки границ сегментов дает число ложных сегментов менее 7%, что связано, прежде всего, с работой второго канала, уменьшающего число ложных границ в паузах зашумленного речевого сигнала.

Закключение. Таким образом, предложен комбинированный алгоритм сегментации РС на АОУ, использующий статические и динамические параметры РС. Показано, что предложенный комбинированный алгоритм обеспечивает надежность определения границ сегментов до 97%, при числе ложных сегментов менее 7%, что в 2 раза меньше, чем у других рассмотренных алгоритмов.

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Баландин И.В. Дикторонезависимая система автоматического поиска ключевых слов в потоке слитной речи, устойчивая к акустическим шумам. Вестник РГРТУ. - 2008. - № 2 (Выпуск 24). - С. 15-19.
2. Сапожков М.А. Речевой сигнал в кибернетике и связи. М. Связьиздат. - 1963. - 452 с.
3. Ален Дж. Перспективы развития систем речевой связи человека с машиной //ТИИЭР. - Т. 73, № 11. - 1985. - С. 7-130.
4. Пирогов А.А. К вопросу о фонетическом кодировании речи // Электросвязь. -1967. -№ 5. - С. 94-98.

5. Кириллов С.Н., Шустиков О.Е. Обобщенный спектральный анализ случайных процессов в радиотехнических устройствах обработки речевых сигналов: учеб. пособие. – Рязань.: РГРТА, - 2003. – 80с.

6. Ермоленко Т., Шевчук В. Алгоритмы сегментации с применением быстрого вейвлет-преобразования. //Статьи принятые к публикации на

сайте международной конференции Диалог`2003. www.dialog-21.ru.

7. Литвиненко С.Л. Методы сегментации спектрограмм речевого сигнала // Доклады 8-й международной конференции Цифровая обработка сигналов и ее применение.2006 – С. 232-235.