

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.391.268

Б.А. Алпатов, О.Е. Балашов, Н.Ю. Шубин

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Предложена модификация разностного алгоритма измерения координат объектов, основанного на сопоставлении с эталоном, позволяющая на основе выделения объекта на эталонном изображении повысить точность вычисления координат объекта в последовательности видеок кадров. Проведено исследование точности измерения координат объекта разработанным алгоритмом в сравнении с разностным алгоритмом, основанном на сопоставлении с эталоном.

Ключевые слова: слежение за объектами, измерение координат, разностный алгоритм сопоставления с эталоном, маскирование объекта.

Введение. Автоматическое слежение за объектами – одна из задач компьютерного зрения, которая решается в настоящее время с использованием большого количества подходов для измерения координат объектов. Известны подходы на основе сопоставления с эталоном [1], метод байесовской сегментации, методы, основанные на пространственной и пространственно-временной фильтрации [2].

На практике широкое распространение получили методы на основе сопоставления с эталоном благодаря высокой точности измерения координат подвижных и стационарных объектов на изображениях, возможности использования для решения задач при различной фоноцелевой обстановке. Однако, несмотря на преимущества, методы измерения координат объекта на основе сопоставления с эталоном по сравнению с другими алгоритмами обладают и недостатком: при вычислении координат объекта используется эталонное изображение объекта, содержащее части фона.

Цель работы. Требуется разработать разностный алгоритм на основе сопоставления с эталоном, в котором при измерениях координат объекта учитывается принадлежность пикселей эталонного изображения фону или объекту.

Алгоритм измерения координат. Разработанный алгоритм измерения координат объекта является модификацией разностного алгоритма, основанного на сопоставлении с эталоном. При получении очередного видеок кадра производится

поиск положения объекта на изображении путем вычисления минимума критериальной функции. Далее производится обновление эталонного изображения и чтение очередного видеок кадра.

Основным отличием предлагаемого алгоритма от описанных в [1, 2] является то, что при измерении координат объекта на текущем видеок кадре учитываются только пиксели, принадлежащие объекту на эталонном изображении, для этого используется модифицированная критериальная функция вида:

$$F_n(\alpha, \beta) = \sum_{(i,j) \in H} (l_n(i + \alpha, j + \beta) - h_n(i, j))^2 q_n(i, j),$$

$$(\alpha, \beta) \in L, \quad (1)$$

где L – множество точек наблюдаемого изображения, H – множество точек эталонного изображения, $l_n(i, j)$ – наблюдаемое изображение на n -м кадре, $h_n(i, j)$ – эталонное изображение на n -м кадре, $q_n(i, j)$ – полутоновая или бинарная маска выделения объекта на эталонном изображении на n -м кадре ($0 < q_n(i, j) < 1$). Обновление эталонного изображения производится при помощи экспоненциального сглаживания в соответствии со следующим выражением [1]:

$$h_n(i, j) = k_n h_{n-1}(i, j) + (1 - k_n) h_{n-1}^*(i, j), \quad (i, j) \in H, \quad (2)$$

где $h_n(i, j)$, $h_{n-1}(i, j)$ – сглаженные эталонные изображения объекта, используемые для поиска объекта соответственно в n и $n-1$ кадрах; k_n – эмпирически подбираемый коэффициент

($0 < k_n < 1$); $h_{n-1}^*(i, j)$ выделенная на $n-1$ кадре область изображения, содержащая объект.

Вычисление маски объекта $q(i, j)$ может производиться различными алгоритмами. В случаях когда объект движется на неоднородном фоне, выделение объекта может производиться с использованием пространственно-временной фильтрации, позволяющей использовать факт движения объекта относительно фона (алгоритм генерации маски №1). В случаях невысокой скорости движения объекта относительно фона целесообразно применять другие подходы для вычисления маски. При статистическом различии объекта и фона вычисление маски может быть произведено с использованием метода байесовской классификации (алгоритм генерации маски №2).

Алгоритм генерации маски №1. Описываемый ниже алгоритм формирования маски выделения объекта на эталонном изображении основан на предположении, что объект перемещается по сложному (неоднородному) фону [3], а изображение самого объекта практически не изменяется в последовательности видеок кадров. Это означает, что изображение объекта в эталоне в каждом кадре практически не изменяется по яркости, в отличие от пикселей, принадлежащих фону. Данное утверждение справедливо при условии качественного слежения за объектами, т.е. ошибки измерения координат, ошибки дискретизации изображения и т.п. малы.

С помощью рассматриваемого алгоритма маска объекта может вычисляться как бинарная

$$q_n(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{если } (i, j) \in H; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

так и полутоновая, определяющая степень принадлежности пикселя (i, j) объекту ($0 < q(i, j) < 1$). Алгоритм генерации маски на n -м кадре вычисляет полутоновую маску объекта $q(i, j)$ (рисунок 1, е) на основе эталона в $(n-1)$ -м кадре $h_{n-1}(i, j)$ (рисунок 1, б) и области, содержащей изображение объекта в $(n-1)$ -м кадре $h_{n-1}^*(i, j)$ (рисунок 1, а), следующим образом.

1. Вычисляется изменчивость области, содержащей изображение объекта, по выражению:

$$d_{n-1}^*(i, j) = |h_{n-1}(i, j) - h_{n-1}^*(i, j)|, \quad (i, j) \in H, \quad (3)$$

где d_{n-1}^* – яркостная изменчивость во времени области, содержащей изображение объекта, в $(n-1)$ -м кадре (рисунок 1, в).

2. Производится экспоненциальное сглаживание d_{n-1}^* по выражению:

$$d_n(i, j) = k_n^* d_{n-1}^*(i, j) + (1 - k_n^*) d_{n-1}^*(i, j), \quad (i, j) \in H, \quad (4)$$

где $d_{n-1}(i, j)$ и $d_n(i, j)$ – сглаженные изменчивости областей, содержащих изображения объекта (рисунок 1, г), используемые для генерации масок объекта $q_{n-1}(i, j)$ и $q_n(i, j)$ в $(n-1)$ -м и n -м кадрах соответственно; k_n^* – подбираемый эмпирически коэффициент, обычно равный k_n ($0 < k_n^* < 1$).

3. Производится обновление эталонного изображения по выражению (2).

4. Вычисляется модуль градиента эталонного изображения $|\nabla h_n(i, j)|$ (рисунок 1, д) для коррекции изменчивости $d_n(i, j)$ по выражению:

$$d_{\text{КОРР}n}(i, j) = d_n(i, j) - |\nabla h_n(i, j)|, \quad (i, j) \in H, \quad (5)$$

где $d_{\text{КОРР}n}(i, j)$, – скорректированная изменчивость $d_n(i, j)$.

5. Производится вычисление полутоновой маски объекта $q_n(i, j)$ по следующим выражениям:

$$q_n^*(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } d_{\text{КОРР}n}(i, j) \leq 0; \\ d_{\text{КОРР}n}(i, j), & \text{иначе,} \end{cases} \quad (i, j) \in H, \quad (6)$$

$$q_n(i, j) = 1 - \frac{q_n^*(i, j)}{\max_{(i, j) \in H} q_n^*(i, j)}, \quad (i, j) \in H. \quad (7)$$

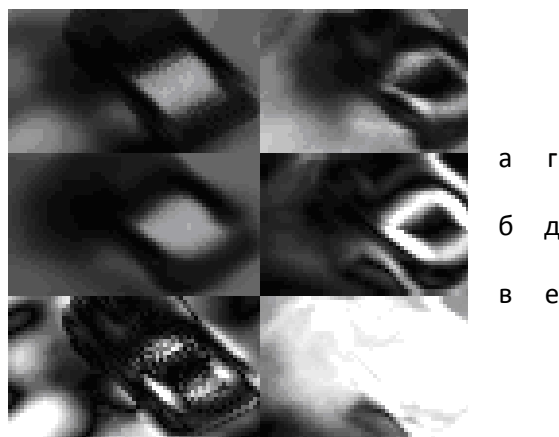


Рисунок 1 – Пример поэтапной работы первого алгоритма генерации маски

Бинарная маска объекта $q_n^{\text{Бин}}$ на n -м кадре может быть получена из полутоновой по следующему выражению:

$$q_n^{\text{Бин}}(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{если } q_n(i, j) \geq T; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (8)$$

где T – заданный порог.

В рассматриваемом алгоритме вычисления маски объекта производится коррекция изменчивости $d_n(i, j)$ путем вычитания градиента эталон-

ного изображения $|\nabla h_n(i, j)|$. Данная операция введена для устранения ложного отнесения к фону пикселей, принадлежащих объекту и расположенных на контурах объекта, а также в областях объекта со значительными перепадами яркости. Дело в том, что при слежении за реальными объектами с течением времени изменениям подвержены не только фоновые пиксели, но и пиксели, принадлежащие объекту. Это обусловлено, во-первых, ошибками дискретизации изображения, во-вторых, ошибками измерения координат объекта на изображении, в-третьих, ошибками, вызванными изменением изображения объекта, например, в результате маневра.

Алгоритм генерации маски №2. Рассматриваемый далее алгоритм формирования маски объекта на эталонном изображении основан на использовании метода байесовской классификации [2], в котором элемент изображения с признаком Z , равновероятно принадлежащий объекту и фону, будет классифицирован как относящийся к объекту, если соблюдается условие:

$$\begin{aligned} q_n^*(i, j) &> 0; \\ q_n^*(i, j) &= \hat{P}(Z(i, j) / O) - \hat{P}(Z(i, j) / P), \end{aligned} \quad (9)$$

где $\hat{P}(Z / P)$ – оценка плотности распределения признака Z в точках, принадлежащих рамке; $\hat{P}(Z / O)$ – оценка плотности распределения признака Z в точках, принадлежащих окну (рисунок 2).

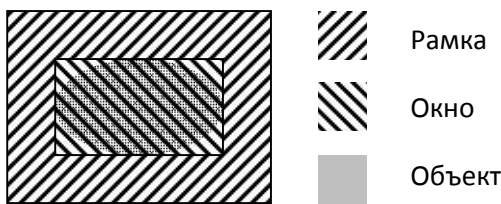


Рисунок 2 – Пример размещения рамки и окна относительно объекта

В рассматриваемом алгоритме вектор Z состоит из трёх признаков элемента изображения: яркости, модуля градиента яркости и сглаженной изменчивости яркости во времени, вычисляемой по выражению (4). Для n -го кадра признаки элемента изображения $Z_n(i, j)$ вычисляются по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} Z_n(i, j) &= (z_{s_n}(i, j), z_{r_n}(i, j), z_{u_n}(i, j))^T, \\ z_{s_n}(i, j) &= h_n(i, j), \\ z_{r_n}(i, j) &= |\nabla h_n(i, j)|, \\ z_{u_n}^*(i, j) &= |h_n(i, j) - h_n^*(i, j)|, \\ z_{u_n}(i, j) &= k_h^* z_{u_{n-1}}(i, j) + (1 - k_h^*) z_{u_n}^*(i, j), \quad (i, j) \in H, \quad \Gamma \end{aligned} \quad (10)$$

де $z_{s_n}(i, j)$ – признак яркости элемента (i, j) на n -ом кадре, $z_{r_n}(i, j)$ – признак модуля градиента яркости элемента (i, j) , $z_{u_n}^*(i, j)$ – изменчивость элемента (i, j) , $z_{u_n}(i, j)$ – признак сглаженной изменчивости яркости элемента (i, j) , k_h^* – эмпирически подбираемый коэффициент сглаживания (обычно $0 < k_h^* < 1$).

Экспериментальные исследования показали, что качество измерения координат объекта можно повысить, используя вместо бинарной маски, вычисленной по критерию (9), полутоновую, вычисляемую по соотношению:

$$q_n(i, j) = \frac{q_n^*(i, j) - \min_{(i, j) \in H} q_n^*(i, j)}{\max_{(i, j) \in H} q_n^*(i, j) - \min_{(i, j) \in H} q_n^*(i, j)}, \quad (11)$$

где $q_n^*(i, j)$ – полутоновая маска объекта на n -ом кадре, $Z(i, j)$ – вектор признаков для точки (i, j) эталонного изображения.

Экспериментальные исследования. В данной работе для оценки качества измерения координат объектов в последовательности видеокладов разработана количественная характеристика работоспособности (КХР), позволяющая оценить точность работы методов слежения за объектами на основе сопоставления с эталоном. Обычно методы на основе сопоставления с эталоном оценивают лишь параметры рамок (координаты центра и размер объекта), описываемых вокруг объектов, поэтому используемая КХР основывается на оценке степени совпадения рамки, описанной вокруг объекта, и рамки, полученной в результате измерения координат объекта исследуемым алгоритмом. На рисунке 3 схематично изображены: объект, рамка вокруг объекта (P_0), рамка, полученная алгоритмом слежения (P_a). Заштрихованной области соответствует область пересечения рамки объекта и рамки, полученной алгоритмом ($P_0 \cap P_a$).

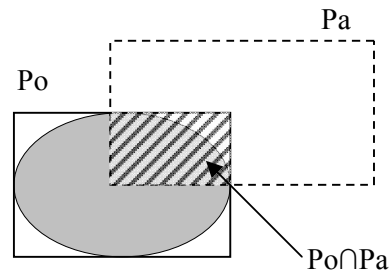


Рисунок 3 – Вычисление КХР

КХР для n -го кадра вычисляется по выражению:

$$K(n) = \frac{2S_{P_0 \cap P_a}(n)}{S_{P_0}(n) + S_{P_a}(n)} * 100\%, \quad (12)$$

где S_{P_0} – площадь рамки объекта, S_{P_a} – площадь рамки, найденной алгоритмом слежения, $S_{P_0 \cap P_a}$ – площадь области пересечения P_0 и P_a . Данный критерий достигает ста процентов только при полном совпадении P_0 и P_a и равняется нулю в случае отсутствия области пересечения двух рамок. Для оценки качества работы алгоритма слежения описанный критерий можно применять только при условии, что в каждом кадре видеопоследовательности известно положение рамки объекта. Экспериментальные исследования разработанного алгоритма проводились на натуральных и специально созданных искусственных видеосюжетах. Для проведения экспериментальных исследований на смоделированных видеосюжетах программным путем заранее вычисляются положение и размер окружающей объект рамки в кадре, а в натуральных видеосюжетах положение и размер окружающей объект рамки в кадре определяются вручную.

В работе исследована эффективность предлагаемого алгоритма измерения координат по сравнению с разностным алгоритмом на основе сопоставления с эталоном. Данный эксперимент для исключения ошибок, связанных с вычислением маски объекта, проведен на искусственно смоделированном видеосюжете, для которого программным путем вычислена идеальная маска объекта. Видеосюжет представляет собой сцену с неоднородным ландшафтом (рисунок 4), по которому по замкнутой траектории движется грузовой автомобиль. Данный видеосюжет характеризуется цикличностью (может повто-

ряться бесконечно), изменением размеров и ракурса объекта.

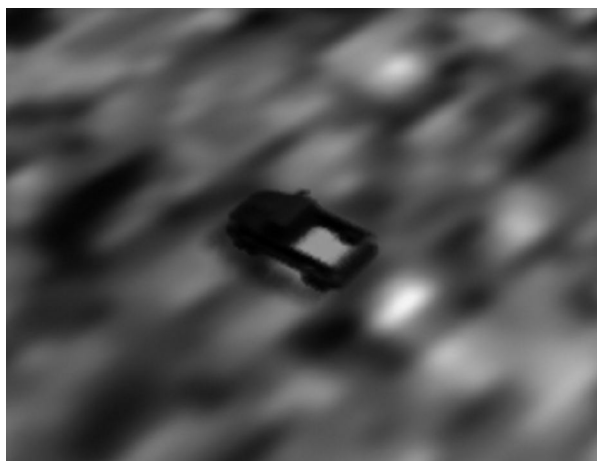


Рисунок 4 – Пример видеокадра

Разработанный алгоритм, использующий идеальную маску объекта, показал способность следить за объектом при любом количестве повторений видеосюжета без срывов даже в условиях непрерывных ракурсных и масштабных изменений объекта (размеры объекта в течение одного цикла видеосюжета меняются почти в два раза). Результаты экспериментальных исследований различных разностных алгоритмов, основанных на сопоставлении с эталоном, приведены в таблице 1, в которой указано среднее значение КХР за первый цикл видеосюжета, а также номер кадра, в котором произошел срыв слежения за объектом (в одном цикле видеосюжета 223 кадра).

Таблица 1 – Экспериментальные результаты на сгенерированном видеосюжете

Алгоритм	К _{ср} , (%)	№ кадра срыва
Разностный алгоритм на основе сопоставления с эталоном	26,2	78
Разностный алгоритм на основе сопоставления с эталоном, использующий для вычисления маски алгоритм 1	44,1	153
Разностный алгоритм на основе сопоставления с эталоном, использующий для вычисления маски алгоритм 2	26,2	78
Разностный алгоритм на основе сопоставления с эталоном, использующий идеальную маску объекта	60,0	634

Исследование эффективности разработанного алгоритма измерения координат с выделением объекта на эталонном изображении проведено на 12 натуральных и 3 синтезированных видеопоследовательностях при различной фоноцелевой обстановке (наземные, воздушные объекты).

Выводы. По итогам проведенных экспери-

ментов можно заключить, что разработанный алгоритм на основе сопоставления с эталоном с использованием маски (при условии качественного выделения объекта на эталонном изображении) обладает большей точностью и надежностью измерения координат объекта, по сравнению с разностным алгоритмом на основе

сопоставления с эталоном.

Исследования точности измерения координат объекта разработанным алгоритмом на основе сопоставления с эталоном (в совокупности с алгоритмами генерации маски №1 и №2), проведенные в реальных условиях слежения за объектами, показали:

- предлагаемый алгоритм измерения координат объекта имеет близкие результаты по сравнению с разностным алгоритмом на основе сопоставления с эталоном (без использования маски);

- на точность работы разработанного алгоритма сильное влияние оказывает качество вычисления маски объекта на эталонном изображении;

- качество работы алгоритмов генерации маски зависит от размеров объекта, отношения сигнал/шум.

Работа выполнена при финансовом содействии гранта Президента РФ МК-7.2009.10.

Библиографический список

1. Алпатов Б.А., Селяев А.А., Степашкин А.И. Цифровая обработка изображений в задаче отслеживания движущегося объекта // Изв. вузов. Сер. Приборостроение. – 1985. – №2. – С. 39-43.

2. Алпатов 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.: ил.

3. Балашов О.Е., Шубин Н.Ю. Повышение точности измерения параметров подвижных объектов в оптико-механических системах // Цифровая обработка сигналов и ее применение: Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С.Попова. – М., 2010. – С.120-123.

УДК 615.47

А.Н. Варнавский, А.К. Мусолин

НЕЙРОСЕТЕВОЙ МОДУЛЬ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ОПЕРАТОРА ДЛЯ СНИЖЕНИЯ РИСКОВ РАБОТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ПРОИЗВОДСТВ

Предложены способ и его возможная реализация в виде нейросетевого модуля для определения водителя ритма сердца оператора автоматизированных производств на основе выделения опорных точек на TP-сегменте и использования нелинейных интегральных преобразований для независимого выделения зубцов электрокардосигнала, позволяющие определять ухудшение состояния оператора в режиме реальной трудовой деятельности. В нейросетевом модуле используются две нейронные сети: однослойная, осуществляющая выделение зубцов электрокардосигнала, и двухслойная, осуществляющая определение вида водителя ритма сердца оператора.

Ключевые слова: состояние оператора, водитель ритма сердца, электрокардосигнал, опорная точка, нелинейные интегральные преобразования, нейронная сеть.

Введение. Лица, работающие на различных автоматизированных производствах в промышленности, подвергаются воздействию вредных факторов, таких как психоэмоциональная напряженность, монотония, перенапряжение отдельных мышечных групп, вынужденная поза, химические факторы и т.д. Данные факторы представляют особую опасность, когда работник является оператором различных технологических процессов и исполнительных механизмов, приводов, являющихся объектами повышенной опасности. Воздействия вредных факторов производства и исполнительных механизмов на оператора сопряжены со следующими рисками:

а) риск травматизма и увечий самого оператора. Сюда можно отнести неблагоприятные изменения в здоровье оператора, появление профессиональных заболеваний;

б) риск травматизма окружающих лиц;

в) экономический ущерб, связанный с поломкой и увеличением износа самого механизма при его неправильной эксплуатации.

Вероятность появления данных рисков повышается при ухудшении состояния оператора: возникновении различных приступов, изменении психологического состояния и т.п. Поэтому своевременное обнаружение таких состояний и динамическое изменение параметров работы

технологических процессов и исполнительных механизмов может помочь предотвратить травматизм людей и порчу оборудования.

На сегодняшний день отдельные категории операторов тестируют перед началом работы с помощью методики Баевского, определяя состояние сердечно-сосудистой системы и степень готовности оператора к работе. Данная методика основана на анализе совокупности параметров variability сердечного ритма, определяемых на основе значений массива длительностей кардиоциклов [1]. На этом наблюдение за состоянием оператора, как правило, заканчивается.

Использование в системе автоматизированного производства блока контроля состояния оператора, который динамически отслеживает состояние оператора и при его ухудшении меняет параметры ее работы, позволит повысить безопасность такого производства [2].

Значительная часть возможных приступов ухудшения состояния оператора обусловлены нарушением сердечного ритма. Для их обнаружения необходимо динамически проводить анализ электрокардосигнала (ЭКС) оператора. При этом оперативное определение локализации водителя ритма (источника возбуждения) сердца оператора и изменения его положения поможет распознать возникновение нарушений сердечного ритма даже при нормальных значениях частоты сердечных сокращений.

Целью работы является рассмотрение способа определения водителя ритма сердца на основе выделения опорных точек на TP -сегменте и использования нелинейных интегральных преобразований для независимого выделения зубцов ЭКС и реализация этого способа на основе нейронной сети, позволяющей производить контроль состояния оператора в режиме реальной трудовой деятельности.

Виды водителя ритма сердца. Для определения водителя ритма необходимо проанализировать взаимосвязь возбуждений предсердий и желудочков в каждом кардиоцикле (КЦ), то есть определить, какой отдел сердца возбуждается первым. В таблице 1 для ЭКС второго отведения приведены основные признаки синусного, предсердного, из АВ-соединения, желудочкового ритмов, характеризующие соответствующий источник возбуждения [3].

Для автоматического определения водителя ритма сердца на основе рассмотрения ЭКС во временной области выполняют следующие действия. Сначала формируют начало отсчета каждого сердечного цикла, или так называемые опорные точки (ОТ), на основании детектирования QRS -комплекса. Сканирование области

сигнала вокруг опорных точек позволяет провести обнаружение зубцов P и определить форму QRS -комплексов.

Таблица 1 – Виды ритма сердца

Вид ритма	P зубцы	QRS -комплексы
Синусовый ритм	Положительные с постоянной одинаковой формой, предшествуют QRS -комплексам	Обычные неизменные
Предсердный ритм	Отрицательные, предшествуют QRS -комплексам	Обычные неизменные
Ритмы из АВ-соединения	Отсутствуют либо отрицательные после QRS -комплексов	Обычные неизменные
Желудочковый ритм	Отсутствие закономерной связи в положении с QRS -комплексом	Расширены и деформированы

Подходу выделения опорных точек на основе QRS -комплексов и соответственно определения водителя ритма присущи недостатки, обусловленные снижением достоверности анализа при высоких значениях частоты сердечных сокращений, variability формы QRS -комплекса, проявляющейся в расщеплении R -зубца, трансформации комплекса в QS , qS , qrS , Qr и т. п. [4].

Для повышения достоверности автоматического определения водителя ритма сердца оператора в режиме реального времени предлагается использовать нейросетевое устройство, алгоритм работы которого состоит из трех основных частей. Во-первых, задаются нелинейные интегральные преобразования (НИП) амплитудно-временных параметров ЭКС, осуществляющие в каждом КЦ выделение опорных точек s_{OT} на интервале электрической диастолы сердца, т.е. на TP -интервале, и формирующие результаты преобразований ЭКС $\{s_k\}$ для независимого выделения положительных и отрицательных зубцов P , обычных неизменных и расширенных деформированных QRS -комплексов. Во-вторых, однослойная нейронная сеть на основе сигналов s_{OT} , $\{s_k\}$ осуществляет выделение зубцов ЭКС и формирование логических сигналов $\{y_j\}$, соответствующих этим зубцам. Решение о виде водителя ритма сердца принимается на третьем этапе двухслойной нейронной сетью, исходя из анализа полученных логических сигналов $\{y_j\}$ и s_{OT} (рисунок 1).

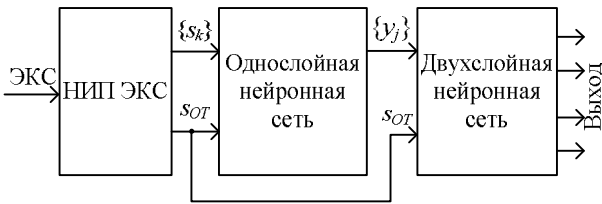


Рисунок 1 - Структура нейросетевого устройства для определения водителя ритма сердца оператора

Выделение опорной точки. Опорная точка является меткой на оси времени s_{OT} , соответствующей началу отсчета каждого кардиоцикла электрокардиосигнала. Выделение ОТ на TP -сегменте имеет ряд преимуществ [5]. Прежде всего в том, что вариабельность формы QRS -комплекса не влияет на достоверность выделения опорных точек. Данный способ основан на сравнении отсчетов ЭКС с двумя пороговыми уровнями $\pm\Delta$, один из которых расположен ниже, а второй выше изолинии. Если амплитуда очередного отсчета оказывается между пороговыми уровнями, то начинают счет таких отсчетов. При достижении в результате счета заданного числа N принимают за начало очередного КЦ положение на оси времени последнего из сосчитанных. Если же амплитуда очередного дискретного отсчета ЭКС выйдет за пороговые уровни раньше, чем при счете достигнуто число N , то счет начинают заново. Число N выбирают таким, что значения N при счете можно было бы достигнуть только на отрезке сигнала между зубцами T и P .

Учитывая, что флуктуационная помеха является стационарным случайным процессом, который характеризуется нормальным законом распределения амплитуд, можно использовать следующий способ формирования величины пороговых уровней $\pm\Delta$. Для этого формируют временное окно шириной n отсчетов и на каждом шаге ее движения определяют суммарную мощность отсчетов ЭКС в этом окне. Ширина окна берется несколько больше длительности ST -сегмента (например, на 3-5 интервалов дискретизации). При расположении окна на сегменте TP значение суммарной мощности минимально и характеризует оценку дисперсии помехи на этом участке. Полученные таким образом оценки дисперсии шума D_i представляют собой набор случайных величин. Тогда можно вычислить оценку дисперсии шума $D_{ш}$ на основе нескольких оценок дисперсии шума, определенных в G соседних КЦ:

$$D_{ш} = \frac{1}{G} \sum_i D_i.$$

Полученное значение $D_{ш}$ может быть использовано для получения оценки среднеквадратического отклонения σ шума. Пороговые уровни могут быть сформированы как 3σ . В частности, при определении $D_{ш}$ на основе значений D_i , полученных в 20 соседних кардиоциклах, вероятность выхода отсчета шума за $\pm 3\sigma$ составит 0,0009.

Отсчеты ЭКС представляют собой сумму непосредственно отсчетов сигнала и флуктуационного шума со случайной амплитудой. Возможны случаи, когда на интервале TP амплитуда отсчетов, являющихся фактически отсчетами флуктуационного шума, превысит один из пороговых уровней. При этом даже одноразовое случайное превышение шумом порогового уровня приводит к тому, что счет отсчетов ЭКС начнется заново, и очередная опорная точка будет пропущена. Вероятность p того, что очередной отсчет шума выйдет за пороговые уровни $\pm\Delta$ определяется выражением:

$$p = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{cp}} \int_{-\Delta}^{+\Delta} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{cp}^2}\right) dx.$$

При частоте дискретизации более 40 отс/с амплитуды отсчетов шума не зависят от амплитуд предыдущего и последующего отсчетов (независимые события), поэтому вероятность p_m того, что m соседних отсчетов одновременно выйдут за пороговые уровни, равна

$$p_m = p^m.$$

Соответственно можно допустить выход отсчетов шума за пороговые уровни некоторое число раз $m < n$ подряд идущих отсчетов и только при выходе шума за пороговые уровни в $(m+1)$ -й раз начать счет импульсов заново. Число m выбирается исходя из того, что интервал времени, занимаемый этими соседними m отсчетами, не должен превышать половину длительности самого узкого элемента ЭКС. Как правило, самым узким элементом ЭКС является R -зубец, ширина которого обычно не меньше 80 мс. Учитывая, что типовое значение периода дискретизации электрокардиографа составляет 2 мс, $m < 40$. При этом для практического применения достаточно взять $m=4-5$. Например, вероятность того, что 4 соседних отсчета шума выйдут за пороговые уровни, равна 0,0000849.

Сформировать число счета N можно, используя тот факт, что длительность КЦ практически никогда не меняется скачком. Для определения числа счета дополнительно формируют два пороговых уровня $\pm\Delta_{доп}$. Один уровень устанавливают выше первого поро-

гового уровня, например, на половину T -зубца выше изолинии, другой – ниже второго порогового уровня, например, на половину T -зубца ниже изолинии. Осуществляют сравнение отсчетов ЭКС с этими пороговыми уровнями. Если амплитуда очередного отсчета оказывается между $\pm A_{\text{доп}}$, то начинают счет числа таких отсчетов. В каждом КЦ определяют максимальное число соседних отсчетов Nm , расположенных между $\pm A_{\text{доп}}$. Это число будет больше числа отсчетов, содержащихся в TP -сегменте. Поэтому значение числа счета N для следующего кардиоцикла можно принять равным половине этого числа [6].

Нелинейные интегральные преобразования для выделения зубцов ЭКС. Поскольку каждый зубец ЭКС в амплитудно-временной области характеризуется такими параметрами, как амплитуда, длительность, форма и полярность, то для достоверного выделения зубцов, существенно различающихся по амплитуде и длительности, предлагается использовать нелинейные преобразования в виде функций $\alpha(x)$ и $\beta(x)$, применяемые к амплитудно-временным параметрам отсчетов и определенные на временном участке ЭКС. Тогда результат преобразования участков ЭКС на каждом k -м шаге дискретизации будет определяться по формуле

$$s_k = L \sum_{n=0}^{Ns-1} (\alpha(x_{k-n}) \cdot \beta(t_{k-n}^*)), \quad (1)$$

где x_k - амплитуда k -го отсчета, t_k^* – время k -го отсчета относительно начала соответствующего зубца, Ns – число отсчетов временного участка ЭКС, L – масштабирующий множитель. На каждом шаге дискретизации k t_k^* равен числу последовательно расположенных отсчетов ЭКС, выходящих за пороговые уровни $\pm A$, умноженному на период дискретизации ЭКС. Принцип выбора функций $\alpha(x)$, $\beta(x)$ и числа Ns – появление максимального результата преобразования в области выделяемого зубца. Функция $\alpha(x)$ должна обеспечить появление максимальной амплитудной составляющей результата преобразования в области выделяемого зубца, $\beta(x)$ – максимальной временной составляющей результата преобразования. Значение L выбирается таким, чтобы величина максимального значения результата преобразования s_k в области выделяемого зубца была равна 1. Если на этапе преданализа максимальное значение результата преобразования равно yLm , то $L = \frac{1}{yLm}$. Во время основного анализа значения yLm и L могут уточняться.

Таким образом, для определения вида води-

теля ритма необходимо сформировать совокупности $\{\alpha(x), \beta(x), Ns\}$ для выделения отрицательных и положительных зубцов P , неизменных и деформированных QRS -комплексов и обрабатывать четыре полученных результата преобразований ЭКС $s^{(-P)}_k, s^{(P)}_k, s^{(QRS)}_k, s^{(QRS^*)}_k$ соответственно.

Установлено, что максимальная величина результата преобразования (1) достигается при использовании в качестве $\alpha(x), \beta(x)$ произведения $Z(x)$ двух сигмоидальных функций в виде:

$$Z(x) = \frac{1}{(1 + e^{-a_1(x-xm_1)})(1 + e^{a_2(x-xm_2)})},$$

где a_1, a_2, xm_1, xm_2 – настраиваемые коэффициенты сигмоидальных функций. Величины этих коэффициентов определяются возможными диапазонами значений амплитудно-временных параметров зубцов.

В таблице 2 приведены совокупности коэффициентов a_1, a_2, xm_1, xm_2 для функций $\alpha(x), \beta(x)$ и значение Ns для частоты дискретизации 500 отс/сек выделения каждого зубца. В этом случае максимальная величина s_k в области сигнала отличной от выделяемого зубца не превышает 0,5, и факт появления зубца может быть определен путем сравнения s_k с пороговым уровнем порядка 0,7 [6].

Таблица 2 – Коэффициенты сигмоидальных функций выделения зубцов ЭКС

Зубец	Функция								Ns
	$\alpha(x)$				$\beta(x)$				
	a_1	xm_1	a_2	xm_2	a_1	xm_1	a_2	xm_2	
Полож. P	100	0,05	100	0,25	400	0,01	200	0,11	75
Отриц. P	-100	-0,05	-100	-0,25	400	0,01	200	0,11	75
Неизмен. QRS	6	0,8	$-\infty$	0	400	0,01	200	0,11	75
Деформир. QRS	6	1	$-\infty$	0	600	0,1	600	0,14	100

Однослойная нейронная сеть для выделения зубцов ЭКС. Реализовать выделение зубцов ЭКС можно на основе однослойной нейронной сети (рисунок 2). 0-й слой такой сети состоит из 9-ти нейронов $HU_1^{(0)0} - HU_9^{(0)0}$, а 1-й слой – из 4-х нейронов $HU_1^{(1)0} - HU_4^{(1)0}$. Входными сигналами данной сети будут являться результаты преобразования ЭКС $s^{(-P)}_k, s^{(P)}_k, s^{(QRS)}_k, s^{(QRS^*)}_k$ и s_{OT} , а выходными - логические сигналы наличия зубцов $y^{(-P)}, y^{(P)}, y^{(QRS)}, y^{(QRS^*)}$. В каждом кардиоцикле при появлении соответствующего зубца выход-

ной сигнал должен с низкого логического уровня перейти в высокий и существовать до конца кардицикла, т.е. до момента появления сигнала опорной точки s_{OT} . Такое запоминание сигнала может быть осуществлено путем введения в нейронную сеть обратных связей между нейронами $HU_1^{(1)0}, HU_2^{(1)0}, HU_3^{(1)0}, HU_4^{(1)0}$ выходного слоя и нейронами $HU_1^{(0)0}, HU_3^{(0)0}, HU_5^{(0)0}, HU_7^{(0)0}$ входного слоя соответственно.

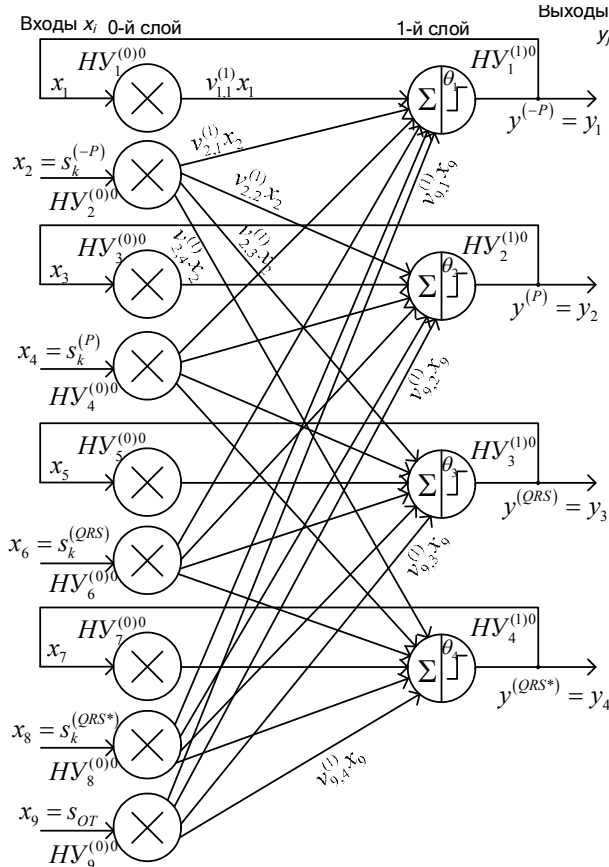


Рисунок 2 – Однослойная нейронная сеть для выделения зубцов ЭКС

Для описания нейронной сети с целью получения выражений для выходных сигналов и ее дальнейшего обучения введем следующие обозначения:

$i=1 \dots 9$ – номера нейронов 0-го слоя;

$j=1 \dots 4$ – номера нейронов 1-го слоя;

номера j можно поставить в соответствие с выделяемыми зубцами: $j=1$ соответствует отрицательному зубцу P , $j=2$ – положительному зубцу P , $j=3$ – неизменному QRS -комплексу, $j=4$ – деформированному QRS -комплексу;

$s_k^{(j)}$ – значение результата преобразования ЭКС для зубца с номером j на k -м шаге дискретизации;

x_i – входной сигнал i нейрона 0-го слоя, причем

$$x_{2j} = s_k^{(j)}, \quad x_9 = s_{OT};$$

y_j – выходное значение j нейрона 1-го слоя

(логический сигнал наличия j зубца), причем

$$y_j = y^{(j)};$$

$v_{i,j}^{(1)}$ – весовой коэффициент, задающий значимость входа j нейрона 1-го слоя, связанного с выходом i нейрона 0-го слоя (вес синаптической связи между i нейроном 0-го слоя и j нейроном 1-го слоя);

Σ_j – сумма взвешенных входных сигналов, подаваемых на входы j нейрона 1-го слоя;

$F_j(\Sigma_j)$ – пороговая функция активации j нейрона 1-го слоя;

$$F_j(\Sigma_j) = \begin{cases} 1, & \text{если } \Sigma_j \geq \theta_j, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

где θ_j – значение порога j нейрона 1-го слоя [7].

Σ_j определяется следующим образом:

$$\Sigma_j = \sum_{r=1}^4 v_{2r,j}^{(1)} \cdot x_{2r} + v_{2j-1,j}^{(1)} \cdot x_{2j-1} + v_{9,j}^{(1)} \cdot x_9.$$

Учитывая наличие обратных связей,

$$x_{2j-1} = y_j.$$

Тогда y_j вычисляется как

$$y_j = F_j(\Sigma_j) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\sum_{r=1}^4 v_{2r,j}^{(1)} \cdot x_{2r} + v_{2j-1,j}^{(1)} \cdot y_j + v_{9,j}^{(1)} \cdot x_9 \right) \geq \theta_j, \\ 0 & \text{иначе.} \end{cases}$$

Работа данной нейросети основана на следующих правилах.

1. При $s_{OT}=1$ необходимо, чтобы $y_j=0$ при всех номерах j .

2. Для некоторого номера j в момент $s_k^{(j)} \geq 0,7$ необходимо, чтобы $y_j=1$ и не менял своего значения до момента $s_{OT}=1$.

Полученные в результате обучения сети значения порогов θ_j для активационных функций F_j равны

$$\theta_j = 0,7,$$

а значения весовых коэффициентов $v^{(1)}$ представлены в виде матрицы:

$$v^{(1)} = \begin{pmatrix} v_{1,1}^{(1)} & v_{1,2}^{(1)} & v_{1,3}^{(1)} & v_{1,4}^{(1)} \\ v_{2,1}^{(1)} & v_{2,2}^{(1)} & v_{2,3}^{(1)} & v_{2,4}^{(1)} \\ v_{3,1}^{(1)} & v_{3,2}^{(1)} & v_{3,3}^{(1)} & v_{3,4}^{(1)} \\ v_{4,1}^{(1)} & v_{4,2}^{(1)} & v_{4,3}^{(1)} & v_{4,4}^{(1)} \\ v_{5,1}^{(1)} & v_{5,2}^{(1)} & v_{5,3}^{(1)} & v_{5,4}^{(1)} \\ v_{6,1}^{(1)} & v_{6,2}^{(1)} & v_{6,3}^{(1)} & v_{6,4}^{(1)} \\ v_{7,1}^{(1)} & v_{7,2}^{(1)} & v_{7,3}^{(1)} & v_{7,4}^{(1)} \\ v_{8,1}^{(1)} & v_{8,2}^{(1)} & v_{8,3}^{(1)} & v_{8,4}^{(1)} \\ v_{9,1}^{(1)} & v_{9,2}^{(1)} & v_{9,3}^{(1)} & v_{9,4}^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

Двухслойная нейронная сеть для определения вида водителя ритма сердца. Используя таблицу 1, составим совокупность признаков видов водителя ритма сердца на основе анализа поведения выходных сигналов наличия зубцов $y^{(-P)}$, $y^{(P)}$, $y^{(QRS)}$, $y^{(QRS*)}$ однослойной нейронной сети (рисунок 2) в моменты времени, соответствующие окончанию каждого кардиоцикла, т.е. в моменты $s_{OT}=1$ (таблица 3).

Реализовать представленную совокупность признаков можно на основе двухслойного персептрона (рисунок 3), входными сигналами которого являются $y^{(-P)}$, $y^{(P)}$, $y^{(QRS)}$, $y^{(QRS*)}$ и s_{OT} , а выходными - логические сигналы $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \Psi_4$, соответствующие синусовому, предсердному, из АВ-соединения, желудочковому ритмам соответственно.

Таблица 3 – Признаки видов водителя ритма

Вид ритма	$y^{(-P)}$	$y^{(P)}$	$y^{(QRS)}$	$y^{(QRS*)}$
Синусовый ритм ($\Psi_1=1$)	0	1	1, причем момент появления $y^P=1$ предшествовал $y^{QRS}=1$	0
Предсердный ритм ($\Psi_2=1$)	1	0	1, причем момент появления $y^{-P}=1$ предшествовал $y^{QRS}=1$	0
Ритмы из АВ-соединения ($\Psi_3=1$)	0	0	1	0
	1, причем момент появления $y^{QRS}=1$ предшествовал $y^{-P}=1$			
Желудочковый ритм ($\Psi_4=1$)	Любые значения		1	1

0-й слой представленной нейронной сети состоит из 6-ти нейронов $HU_1^{(0)} - HU_6^{(0)}$, 1-й слой – из 5-ти нейронов $HU_1^{(1)} - HU_5^{(1)}$, а 2-й – из 4-х нейронов $HU_1^{(2)} - HU_4^{(2)}$. Обратная связь между нейронами $HU_1^{(1)}$ и $HU_1^{(0)}$ позволяет учесть сравнение моментов появления сигналов y^{-P} и y^P относительно y^{QRS} .

Для описания нейронной сети с целью получения выражений для выходных сигналов и ее дальнейшего обучения введем следующие

обозначения:

$g=1 \dots 6$ – номера нейронов 0-го слоя;

$l=1 \dots 5$ – номера нейронов 1-го слоя;

$n=1 \dots 5$ – номера нейронов 2-го слоя;

номера n можно поставить в соответствие с видом ритма: $n=1$ соответствует синусовому ритму, $n=2$ – предсердному ритму, $n=3$ – ритму из АВ-соединения, $n=4$ – желудочковому ритму; ω_g – входной сигнал g нейрона 0-го слоя, причем

$$\omega_{j+1} = y^{(j)}, \quad \omega_6 = s_{OT};$$

z_l – выходное значение l нейрона 1-го слоя;

за счет наличия обратной связи $\omega_1 = z_1$;

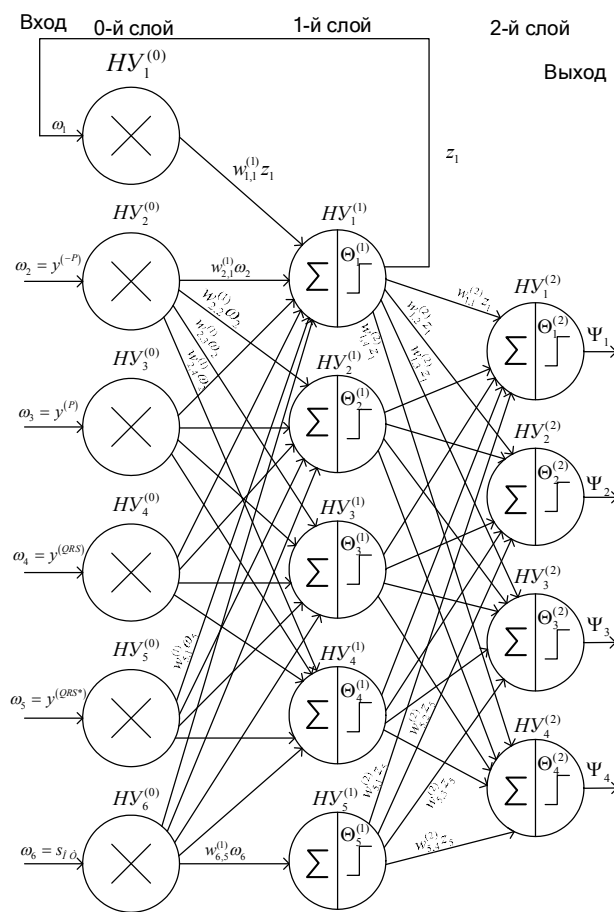


Рисунок 3 – Двухслойный персептрон для определения вида водителя ритма сердца

$w_{g,l}^{(1)}$ – весовой коэффициент, задающий значимость входа l нейрона 1-го слоя, связанного с выходом g нейрона 0-го слоя;

Ψ_n – выходное значение n нейрона 2-го слоя (логический сигнал n -го вида водителя ритма);

$w_{l,n}^{(2)}$ – весовой коэффициент, задающий значимость входа n нейрона 2-го слоя, связанного с выходом l нейрона 1-го слоя;

Σ_l, Σ_n – суммы взвешенных входных сигналов, подаваемых на входы l нейрона 1-го слоя и n нейрона 2-го слоя соответственно;

$F_l(\Sigma_l), F_n(\Sigma_n)$ – пороговые функции активации l

нейрона 1-го слоя и n нейрона 2-го слоя соответственно;

$$F_l(\Sigma_l) = \begin{cases} 1, & \text{если } \Sigma_l \geq \theta_l^{(1)}, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

$$F_n(\Sigma_n) = \begin{cases} 1, & \text{если } \Sigma_n \geq \theta_n^{(2)}, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

где $\theta_l^{(1)}$, $\theta_n^{(2)}$ - значения порогов l нейрона 1-ого слоя и n нейрона 2-ого слоя соответственно [6].

Σ_l и z_l определяются следующим образом:

$$\Sigma_l = \sum_{r=1}^6 w_{r,l}^{(1)} \cdot \omega_r = \sum_{r=2}^6 w_{r,l}^{(1)} \cdot \omega_r + w_{1,1}^{(1)} \cdot z_1 \text{ и}$$

$$z_l = F_l(\Sigma_l) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\sum_{r=2}^6 w_{r,l}^{(1)} \cdot \omega_r + w_{1,1}^{(1)} \cdot z_1 \right) \geq \theta_l^{(1)}, \\ 0 & \text{иначе.} \end{cases}$$

Σ_n и Ψ_n определяются следующим образом:

$$\Sigma_n = \sum_{r=1}^5 w_{r,n}^{(2)} \cdot z_n \text{ и}$$

$$\Psi_n = F_n(\Sigma_n) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\sum_{r=1}^5 w_{r,n}^{(2)} \cdot z_n \right) \geq \theta_n^{(2)}, \\ 0 & \text{иначе.} \end{cases}$$

Полученные в результате обучения сети значения порогов $\theta_l^{(1)}$, $\theta_n^{(2)}$ для активационных функций $F_l(\Sigma_l)$, $F_n(\Sigma_n)$ равны

$$\theta^{(1)} = \begin{pmatrix} 2 \\ 2 \\ 1 \\ 2 \\ 1 \end{pmatrix} \text{ и } \theta^{(2)} = \begin{pmatrix} 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \end{pmatrix},$$

а значения весовых коэффициентов $w^{(1)}$ и $w^{(2)}$ представлены в виде матриц:

$$w^{(1)} = \begin{pmatrix} w_{1,1}^{(1)} & w_{1,2}^{(1)} & w_{1,3}^{(1)} & w_{1,4}^{(1)} \\ w_{2,1}^{(1)} & w_{2,2}^{(1)} & w_{2,3}^{(1)} & w_{2,4}^{(1)} \\ w_{3,1}^{(1)} & w_{3,2}^{(1)} & w_{3,3}^{(1)} & w_{3,4}^{(1)} \\ w_{4,1}^{(1)} & w_{4,2}^{(1)} & w_{4,3}^{(1)} & w_{4,4}^{(1)} \\ w_{5,1}^{(1)} & w_{5,2}^{(1)} & w_{5,3}^{(1)} & w_{5,4}^{(1)} \\ w_{6,1}^{(1)} & w_{6,2}^{(1)} & w_{6,3}^{(1)} & w_{6,4}^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$w^{(2)} = \begin{pmatrix} w_{1,1}^{(2)} & w_{1,2}^{(2)} & w_{1,3}^{(2)} & w_{1,4}^{(2)} \\ w_{2,1}^{(2)} & w_{2,2}^{(2)} & w_{2,3}^{(2)} & w_{2,4}^{(2)} \\ w_{3,1}^{(2)} & w_{3,2}^{(2)} & w_{3,3}^{(2)} & w_{3,4}^{(2)} \\ w_{4,1}^{(2)} & w_{4,2}^{(2)} & w_{4,3}^{(2)} & w_{4,4}^{(2)} \\ w_{5,1}^{(2)} & w_{5,2}^{(2)} & w_{5,3}^{(2)} & w_{5,4}^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

На рисунке 4 приведен пример результата

определения водителя ритма реального ЭКС с помощью представленного двухслойного персептрона. Здесь сигнал первых двух кардиоциклов ЭКС формируется синоаурикулярным узлом, а два последних – АВ-соединением (рисунок 4, а). На рисунках 4,б,с представлены сигналы Ψ_1 и Ψ_3 , формирующиеся на выходе рассматриваемой нейронной сети и соответствующие синусовому ритму и ритму из АВ-соединения соответственно. Для сравнения приведены сигналы Ψ'_1 и Ψ'_3 для водителей ритма, полученные известным способом [1]. Основное отличие таких сигналов от Ψ_1 и Ψ_3 заключается в задержке по времени результатов анализа и снижении помехоустойчивости за счет использования процедуры сканирования ЭКС в области QRS-комплекса с целью поиска зубца P. Данный факт может иметь критическое значение при анализе оператора в условиях реальной трудовой деятельности, поскольку не позволит оперативно отреагировать на ухудшение состояния оператора. Кроме того, наличие нейронной сети придает задаче реализации определения водителя ритма больше гибкости.

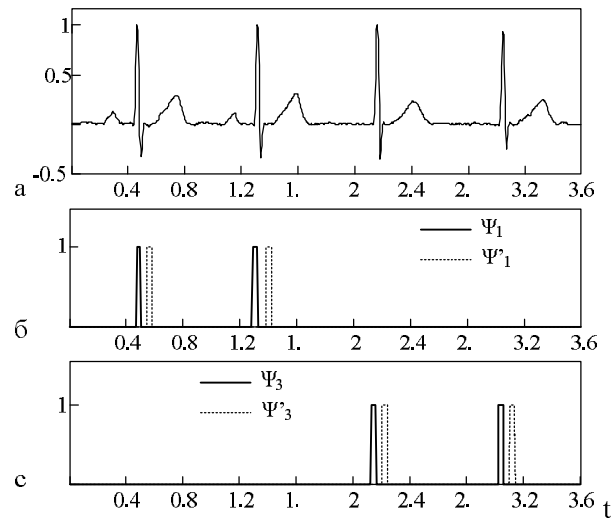


Рисунок 4 – Результат определения водителя ритма реального ЭКС

Заключение. Представленный способ определения водителя ритма сердца на основе выделения опорных точек на TP-сегменте и использования нелинейных интегральных преобразований для выделения зубцов ЭКС обеспечивает следующие преимущества:

- независимость способа выделения опорной точки от варибельности формы элементов ЭКС, в частности QRS комплекса, величины флуктуационного шума, частоты сердечных сокращений;

- независимое выделение зубцов ЭКС, в связи с чем повышается надежность их выделения в режиме реального времени;

определение водителя ритма осуществляется динамически по окончании каждого кардиоцикла в режиме реального времени.

Использование нейронной сети для реализации способа определения водителя ритма после соответствующего обучения позволит в дальнейшем применить ее для обнаружения и классификации видов нарушений ритма сердца оператора в режиме реального времени.

Применение представленной нейронной сети в блоке контроля состояния оператора позволит обеспечить более достоверное определение состояния оператора в условиях реальной трудовой деятельности и оперативно отреагировать на возникновение различных приступов и нарушений, тем самым снизив риски работы автоматизированных производств.

Библиографический список

1. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ /А.Л. Барановский, А.Н. Калининко, Л.А. Манило и др.: под ред. А.Л. Барановского и А.П. Немирко. М.: Радио и связь, 1993. 248 с.
2. Варнавский А.Н. Использование функциональ-

ного модуля контроля состояния оператора для снижения рисков работы автоматизированных производств //Материалы первой Всероссийской научно-технической конференции «Экспертиза и оценка риска техногенных систем-2009». Череповец, 2009. - С. 8-13.

3. Мурашко В.В, Струтынский А.В. Электрокардиография: учеб. пособие. М.: ООО «МЕДпресс», 1998. 313 с.

4. Нагин В.А., Селищев С.В. Особенности реализации алгоритмов выделения QRS-комплексов для ЭКГ-систем реального времени //Медицинская техника. 2001. №6. - С. 18 – 23.

5. Варнавский А.Н., Мельник О.В, Михеев А.А. Метод выделения опорной точки в каждом кардиоцикле //Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2005. №1-2. - С. 36-39.

6. Варнавский А.Н., Михеев А.А. Метод выделения начала кардиоцикла в реальном времени и его реализация //Вестник аритмологии. 2006. Приложение А. - С. 194.

7. Головкин В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. Кн. 4: учеб. пособие для вузов. Общая ред. А.И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2001. 256 с.

УДК 621.396

И.С. Покровский

ПРОЦЕДУРА АДАПТИВНОГО К ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ СИНТЕЗА КОДОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ OQPSK- И MSK- СИГНАЛОВ ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Разработана процедура адаптивного к текущей помеховой обстановке синтеза кодовой последовательности для OQPSK- и MSK-сигналов на основе модификации комбинированного критерия качества при длине кодовой последовательности более 100 элементов. Получен выигрыш от применения предложенной процедуры на 7...9 дБ для OQPSK и на 4...5 дБ для MSK относительно использования известного комбинированного критерия качества.

Ключевые слова: расширяющая кодовая последовательность, OQPSK, MSK, адаптивный синтез, промышленные системы управления.

Введение. В настоящее время наблюдается постоянное увеличение сложности и стоимости промышленных систем управления. Большое значение для повышения устойчивости функционирования устройств промышленных систем управления в сложной сигнально-помеховой обстановке имеет способность адаптивного выбора сигнала из набора существующих, а также синтеза кодовой последовательности (КП), обеспечивающей заданные характеристики контрольно-измерительного комплекса. Вопросы синтеза КП для систем с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK) хорошо проработаны при

числе элементов менее 100 [1, 2]. Однако BPSK-сигналы в ограниченных по полосе частот каналах характеризуются низкой энергетической эффективностью, обусловленной высоким уровнем флуктуаций огибающей. Значительно продлить ресурс батареи позволяет применение сигналов с четырехфазной манипуляцией со сдвигом (OQPSK). Данный вид модуляции по сравнению с BPSK не содержит перескоков фазы более чем на 90° , что позволяет значительно снизить уровень флуктуаций огибающей и повысить энергетическую эффективность системы в целом. Благодаря этим особенностям в

современных промышленных системах управления наибольшее распространение получили радиосигналы семейства OQPSK и относящиеся к данному классу MSK-сигналы. Наличие мнимой составляющей в огибающих OQPSK- и MSK-сигналов расширяет возможности при адаптации к помеховой обстановке (ПО), позволяя в отличие от BPSK-сигналов формировать несимметричные функции спектральной плотности мощности (СПМ).

Цель работы. Разработка процедуры синтеза расширяющих КП при числе элементов более 100 для OQPSK- и MSK-сигналов эффективных в случае адаптации к ПО.

Постановка задачи. Для увеличения отношения сигнал-помеха на выходе устройства обработки необходимо синтезировать КП радиосигнала, энергетический спектр которого будет сосредоточен в наиболее «чистом» диапазоне. Алгоритм синтеза расширяющих КП с заданными характеристиками включает в себя процедуру и критерий оптимизации. При реализации адаптивного к текущей ПО синтеза КП для обеспечения адекватного уровня оперативности необходимо снижение вычислительных затрат.

При управлении спектральными свойствами на каждой итерации процедуры оптимизации приходится производить оценку СПМ радиосигналов. Данная операция требует больших вычислительных затрат. В связи с этим целесообразна разработка быстрых методов вычисления спектров, основанных на структурных особенностях применяемого вида модуляции.

Наибольший вклад в ресурсоемкость вносит выбранная процедура оптимизации. В зависимости от выбранного метода спуска требуется различное число итераций. При этом ни одна из известных процедур оптимизации не гарантирует достижения глобального оптимума при работе с длинными КП ($N_{КП} > 100$). Поэтому в большинстве случаев все методы спуска дают результаты, далекие от оптимальных вне зависимости от числа выполненных итераций. В связи с этим требуется тщательное обоснование процедуры оптимизации КП, дающей за заданное число циклов гарантированную степень приближения к требуемым параметрам радиосигнала.

Процедуры вычисления спектров OQPSK- и MSK- сигналов. Как известно [3, 4], комплексная огибающая для OQPSK-сигнала, соответствующего бинарной КП $X = \{x_l\}, l = \overline{0, (2N_{КП} - 1)}$, описывается выражением:

$$s_{OQPSK} = I(t) + jQ(t - T_s / 2),$$

где j – мнимая единица, $T_s / 2$ – интервал следования символов КП X .

Синфазная $I(t)$ и $Q(t)$ квадратурная составляющие OQPSK-сигнала определяются по следующим формулам:

$$I(t) = \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} d_{Ii} p(t - iT_s),$$

$$Q(t) = \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} d_{Qi} p(t - (i + 1/2)T_s),$$

где $p(t)$ – элементарный импульс, а $d_{Ii} = x_{2i}$ и $d_{Qi} = x_{2i+1}$.

Можно показать, что спектр такого OQPSK-сигнала имеет вид:

$$S(f) = P(f)H(f),$$

где $P(f)$ – спектр элементарного импульса, а $H(f)$ – функция частоты, полностью определяемая спектральными характеристиками КП $\{d_{Ii}\}, \{d_{Qi}\}, i = \overline{0, (N_{КП} - 1)}$.

$$H(f) = \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} d_{Ii} \exp(-j2\pi i f T_s) + j \exp(-j\pi f T_s) \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} d_{Qi} \exp(-j2\pi i f T_s).$$

Область главного лепестка (диапазон частот $[-1/T_s, 1/T_s]$) спектра OQPSK-сигнала можно описать следующим выражением:

$$\begin{cases} H(\phi - 1/(2T_s)) = S_I(\phi) - e^{-j\pi\phi T_s} S_Q(\phi), \\ H(\phi + 1/(2T_s)) = S_I(\phi) + e^{-j\pi\phi T_s} S_Q(\phi); \end{cases} \quad (1)$$

$$\phi \in [-1/(2T_s), 1/(2T_s)],$$

где

$$S_I(\phi) = \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} (-1)^i d_{Ii} \exp(-j2\pi i \phi T_s),$$

$$S_Q(\phi) = \sum_{i=0}^{N_{КП}-1} (-1)^i d_{Qi} \exp(-j2\pi i \phi T_s).$$

Из анализа выражений следует, что функция $H(f)$ имеет следующие свойства:

- 1) периодична с периодом $2/T_s$;
- 2) обладает симметрией вида:

$$\begin{cases} H(f - 1/(2T_s) + \Delta f) = H^*(f - 1/(2T_s) - \Delta f), \\ H(f + 1/(2T_s) + \Delta f) = H^*(f + 1/(2T_s) - \Delta f), \\ \Delta f \in [-1/(2T_s) + 2n/T_s, 1/(2T_s) + 2n/T_s], \end{cases}$$

где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Таким образом, изменением структуры элементов КП X можно синтезировать OQPSK-сигнал с заданными в диапазоне частот $[-1/(2T_s), 1/(2T_s)]$ спектральными характеристиками с целью ослабления влияния действующей ПО.

В современных системах связи применяются спектрально эффективные OQPSK-сигналы такие, как T-OQPSK, FQPSK, QPSK с фильтрацией [4]. Спектры элементарных импульсов радиосигналов данных видов модуляции имеют коэффициент прямоугольности, близкий к единице. На основании этого для упрощения выкладок в дальнейшем будем предполагать, что:

$$|P_0(f)| = \begin{cases} \sqrt{E_p T_s}, & f \in [-1/(2T_s), 1/(2T_s)], \\ 0, & f \notin [-1/(2T_s), 1/(2T_s)]. \end{cases}$$

Учитывая это обстоятельство, алгоритм расчёта энергетического спектра для OQPSK-сигнала $G(f)$, соответствующего КП X , будет содержать следующие шаги:

1) разбиение КП X на КП квадратурных каналов D_I и D_Q по правилу: $d_{Ii} = x_{2i}$,

$$d_{Qi} = x_{2i+1}, \quad i = \overline{0, (N_{KП} - 1)};$$

2) расчёт элементов вспомогательных КП квадратурных каналов A_I и A_Q по правилу:

$$a_{Ii} = (-1)^i d_{Ii}, \quad a_{Qi} = (-1)^i d_{Qi}, \quad i = \overline{0, (N_{KП} - 1)};$$

3) вычисление с помощью БПФ спектров S_I и S_Q КП A_I и A_Q соответственно;

4) вычисление $H(f)$ согласно формуле (1);

$$5) \quad G(f) \approx \begin{cases} H^2(f), & f \in [-1/(2T_s), 1/(2T_s)], \\ 0, & f \notin [-1/(2T_s), 1/(2T_s)]. \end{cases}$$

Как известно [3, 4], MSK-сигнал можно представить как OQPSK-сигнал с элементарным импульсом вида « $\sin x$ » и взаимно зависимыми бинарными потоками в синфазном и квадратурном каналах (в дальнейшем OQPSK-эквивалент). Можно показать, что КП квадратурных каналов OQPSK-эквивалента D_I и D_Q в данном случае будут рассчитываться из расширяющей КП MSK-сигнала $X = \{x_j\}$ по следующему правилу:

$$\begin{cases} d_{I0} = 1; \\ d_{Ii} = \prod_{j=0}^{2i-1} (-1)^j x_j, \quad i = \overline{1, (N_{KП} - 1)}; \\ d_{Qi} = \prod_{j=0}^{2i} (-1)^j x_j, \quad i = \overline{0, (N_{KП} - 1)}. \end{cases} \quad (2)$$

С учётом этого алгоритм расчёта энергетического спектра для MSK-сигнала аналогичен приведённому выше алгоритму для OQPSK-сигнала. Единственное отличие заключается в формировании КП квадратурных каналов D_I и D_Q в соответствии с формулой (2).

Процедуры оптимизации расширяющих КП. Существующие методы оптимизации КП для ФМн и ЧМн сигналов можно условно разделить на несколько групп. К одной группе относятся методы, основанные на использовании теории чисел, полей, теории алгебраических групп и комбинаторики [6]. Однако для их реализации требуется довольно сложный математический аппарат и большие вычислительные затраты. Другая группа методов [5, 7] основана на минимизации меры различия между характеристиками формируемого и желаемого сигналов. Эффективность данного подхода определяется выбором свойств желаемого сигнала, начального приближения и используемого критерия приближения. В качестве критерия приближения в [1, 2] было обосновано использование функционала вида:

$$\Delta_G = (1 - \lambda) \sum_{k=0}^{N_{KП}-1} |G(f_k) - G_0(f_k)| + \lambda \sum_{k=1}^{N_{KП}-1} |\Delta G(f_k) - \Delta G_0(f_k)|, \quad (3)$$

где $G_0(f)$, $G(f)$ – «эталонный» и действительный энергетический спектр, $\Delta G_0(f_k) = G_0(f_k) - G_0(f_{k-1})$ и $\Delta G(f_k) = G(f_k) - G(f_{k-1})$, $\lambda \in [0; 1]$. Первое слагаемое позволяет изменять точность приближения к «эталонному» спектру, а второе отвечает за неравномерность энергетического спектра, что определяет потери на обработку и уровень боковых выбросов автокорреляционной функции (УБВ АКФ).

Наиболее распространённой процедурой оптимизации КП является поиск оптимума критерия качества посредством покоординатного спуска [1]. Данная процедура заключается в последовательном изменении знаков всех элементов КП. Если смена знака даёт улучшение выбранного критерия качества, то это изменение сохраняется, если выигрыш отсутствует, то восстанавливается исходное значение элемента, а процедура оптимизации переходит к следующему символу. Процедура проходит несколько раз по всем элементам КП пока наблюдается уменьшение критерия качества. Известно, что метод покоординатного спуска даёт хорошие результаты в случае коротких КП при числе элементов менее 100. В случае длинных КП

($N_{КП} > 100$) данный метод сталкивается с проблемой большого времени вычислений при этом полученные решения часто соответствуют локальным оптимумам.

Для решения этих проблем в [1, 2] было предложено изменять не отдельные символы КП, а целые блоки. В данном случае процедура оптимизации изменяет знаки у всех символов, входящих в текущий блок, и если это приводит к улучшению критерия качества, то внесённые изменения сохраняются. На каждой очередной итерации объём блока уменьшается в два раза. Применение данной процедуры позволяет более точно находить область решений, близких к глобальному оптимуму, за меньшее количество вычислительных операций, что сокращает общее время синтеза КП.

Кроме того, для увеличения точности достижения глобального максимума можно применять двухэтапную процедуру оптимизации [8]. На первом этапе ищется область глобального оптимума, на втором – точка глобального оптимума. Реализацию двухэтапного подхода при оптимизации КП можно получить путём объединения двух описанных выше методов. На первом этапе предлагается использовать блочную процедуру, а на втором – процедуру покоординатного спуска.

Для сравнения качества трёх описанных методов было проведено имитационное моделирование оптимизации 50 КП длиной 512 элементов по критерию (3) при $\lambda = 0$. В качестве «эталонных» спектров рассматривались спектры, представленные на рисунке 1 (а – равномерный, б – левый, в – центральный, г – правый). Здесь k – номер спектрального отчета.

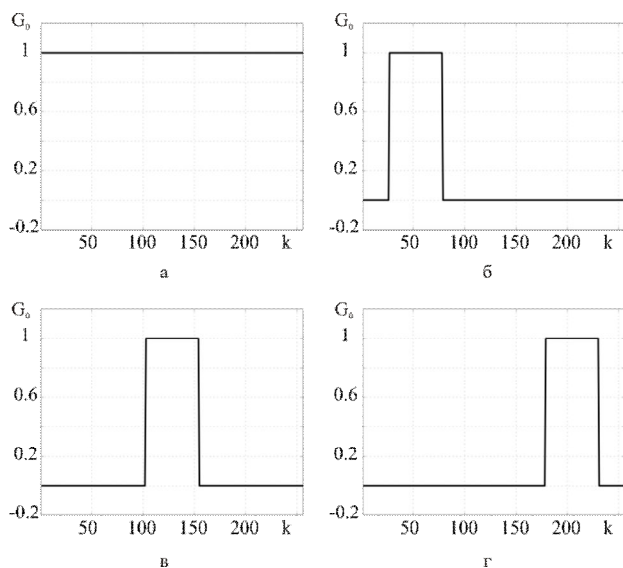


Рисунок 1 – Спектры, используемые в качестве «эталонных» при моделировании оптимизации КП

Результаты имитационного моделирования процедур оптимизации КП для OQPSK-сигналов и MSK-сигналов представлены на рисунках 2 и 3, где M – номер процедуры оптимизации, покоординатному спуску соответствует номер 1, блочной – номер 2, двухэтапной – номер 3. Сплошными линиями на графиках представлены зависимости для СКО и пунктирными – для времени оптимизации (T). Анализ приведённых на рисунке 2 зависимостей показывает, что для OQPSK-сигналов наилучшее приближение даёт двухэтапная процедура (выигрыш по СКО до 9 % по сравнению с методом покоординатного спуска).

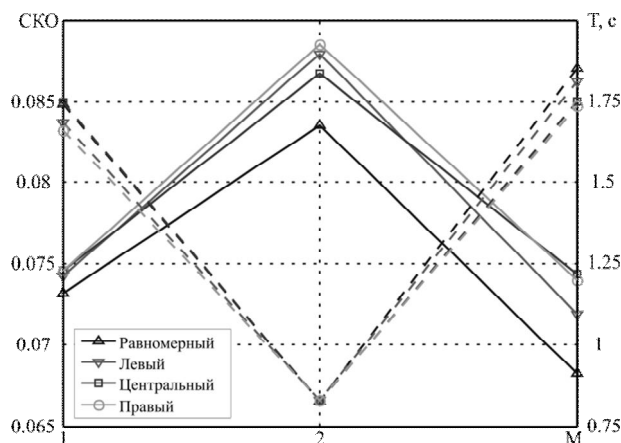


Рисунок 2 – Результаты моделирования процедур оптимизации КП для OQPSK-сигналов

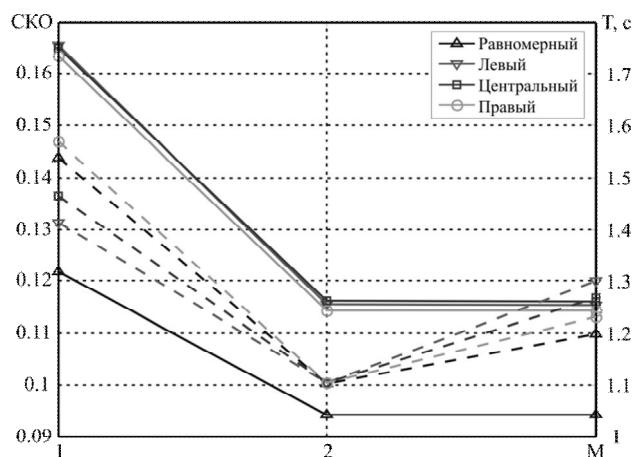


Рисунок 3 – Результаты моделирования процедур оптимизации КП для MSK-сигналов

Точность приближения к равномерному «эталонному» спектру выше, чем в случае других «эталонных». Наибольшим быстродействием обладает блочная процедура, позволяющая сократить время оптимизации более чем в 2 раза. Также время оптимизации в случае блочной процедуры не зависит от «эталонного» спектра.

Анализ представленных на рисунке 3 зависимостей показывает, что при оптимизации расширяющей КП для MSK-сигналов наилучшее

приближение дают блочная и двухэтапная процедуры (выигрыш по СКО до 28 % по сравнению с процедурой покоординатного спуска). Точность приближения к равномерному спектру в среднем на 22 % выше, чем в случае других «эталонных» спектров. Наибольшим быстродействием обладает блочная процедура, дающая выигрыш в скорости до 18 % по сравнению с двухэтапной процедурой оптимизации.

Взаимосвязь между элементами КП OQPSK-эквивалента (2) при изменении знака одного элемента расширяющей КП MSK-сигнала приводит к изменению знаков во всех последующих символах эквивалентной последовательности. Поэтому применение процедуры покоординатного спуска при оптимизации КП для MSK-сигналов не позволяет найти область глобального оптимума, что приводит к плохому приближению к «эталонному» спектру.

Сравнительный анализ результатов проведенного моделирования, представленных на рисунках 2 и 3, показывает, что точность приближения спектра к эталону в случае OQPSK-сигналов на 40 % выше, нежели для MSK-сигналов. Качественная оценка рассмотренных процедур оптимизации расширяющих КП по трехбалльной шкале приведена в таблице 1.

Таблица 1

Номер процедуры оптимизации	1		2		3	
	OQPSK	MSK	OQPSK	MSK	OQPSK	MSK
Быстродействие	2	1	3	3	1	2
Точность приближения к эталону	2	1	1	3	3	3
Суммарный балл	6		10		9	

В соответствии с проведенной оценкой процедур оптимизации КП в составе алгоритма адаптивного синтеза сигналов следует применять блочный метод. Такой выбор позволит уменьшить время адаптации, что позволит адекватно реагировать на изменения в ПО.

Модификация комбинированного критерия качества. Дополнительный выигрыш в подавлении помехи с помощью оптимального выбора расширяющей КП можно добиться, вводя весовую функцию $\chi(u)$ в критерий качества (3). Функция $\chi(u)$ позволяет более точно повторять эталонный спектр в области действия помехи, синтезируя КП с большими провалами спектра в «зашумлённых» полосах частот. С учетом весовой функции критерий ка-

чества примет вид:

$$\Delta_G = (1 - \lambda) \sum_{k=0}^{N-1} \chi(G_0(f_k)) |G(f_k) - G_0(f_k)| + \lambda \sum_{k=1}^{N-1} |\Delta G(f_k) - \Delta G_0(f_k)|. \quad (4)$$

В качестве $\chi(u)$ предлагается использовать функцию вида:

$$\chi(u) = \exp\left(-\frac{\alpha^2(u - \min(u))^2}{(\max(u) - \min(u))^2}\right),$$

где $\alpha \geq 0$ - коэффициент, позволяющий эффективно управлять спектральными характеристиками КП.

С учётом вышеизложенного предлагается следующая процедура синтеза расширяющих КП для OQPSK- и MSK-сигналов:

- 1) формирование КП начального приближения длиной $2N_{КП}$ (в качестве начального приближения используется псевдослучайная последовательность);
- 2) расчёт энергетического спектра для начального приближения в соответствии с предложенным алгоритмом;
- 3) вычисление значения критерия приближения Δ_G по формуле (4);
- 4) начальное значение индекса итерации разбиения на блоки $m = 1$;
- 5) последовательный перебор всех возможных индексов $m = m + 1$;
- 6) разбиение КП X на 2^m блоков длиной $N_{КП} / 2^{m-1}$ элементов;
- 7) начальное значение индекса анализируемого блока $j = 0$;
- 8) последовательный перебор всех возможных индексов $j = j + 1$;
- 9) инвертирование элементов j -го блока;
- 10) расчёт энергетического спектра в соответствии с предложенным алгоритмом;
- 11) вычисление критерия приближения Δ_{G1} по формуле (4);
- 12) если $\Delta_{G1} < \Delta_G$, тогда $\Delta_G = \Delta_{G1}$, сохранение изменений в КП X ;
- 13) если $j < 2^m$, тогда переход к пункту 8;
- 14) если $m \leq \log_2 N_{КП}$, тогда переход к пункту 5.

Экспериментальные исследования. Аprobация предложенной процедуры проводилась методом имитационного моделирования. В качестве ПО использовалась аддитивная смесь белого гауссовского шума (БГШ) и узкополосной помехи, сосредоточенной в области несущей частоты. Помеха формировалась про-

пуском БГШ через полосовой фильтр Баттерворта II порядка с полосой пропускания $2\Delta f_\phi = 0.01/T_S$. Отношение помеха-шум задавалось на уровне 30 дБ. Для оценки эффективности предложенной процедуры использовались величина ослабления мощности помехи на входе устройства принятия решений и относительный уровень выброса АКФ синтезированной КП, определяемые выражениями:

$$g = 10 \log_{10}(P_0 / P_1),$$

$$p = 20 \log_{10}(\gamma_0 / \gamma_1).$$

Здесь P_0, P_1 - мощности помехи на входе устройства принятия решений до и после процедуры синтеза КП, γ_0, γ_1 - уровень максимальных выбросов АКФ КП до и после предложенной процедуры.

Результаты проведенного моделирования для случая OQPSK-сигналов представлены на рисунке 4, а для случая MSK-сигналов – на рисунке 5. Длина кодовой последовательности в

обоих случаях равна 256 элементов. Анализ представленных зависимостей показывает, что с увеличением коэффициента α наблюдается увеличение выигрыша в ослаблении мощности помехи на входе устройства принятия решений при применении предложенной процедуры синтеза КП (см. рисунки 4,а и 5,а). Это объясняется тем, что весовая функция $\chi(u)$ по мере роста параметра α ослабляет вклад в критерий качества Δ_G [см. формулу (4)] составляющих, расположенных в «чистых» частотных участках спектра сигнала. Начиная с некоторого значения коэффициента α , увеличение выигрыша прекращается. Это обусловлено вырождением первого слагаемого в выражении (4) и приближению к нулевому уровню СПМ на зашумленных участках спектра. Таким образом, анализ рисунков 4,а и 5,а показывает, что введение весовой функции $\chi(u)$ позволяет в заданных условиях добиться дополнительного выигрыша в подавлении помехи на 7...9 дБ для случая OQPSK-сигналов и на 4...5 дБ – для MSK-сигналов ($\alpha = 3...3.5$).

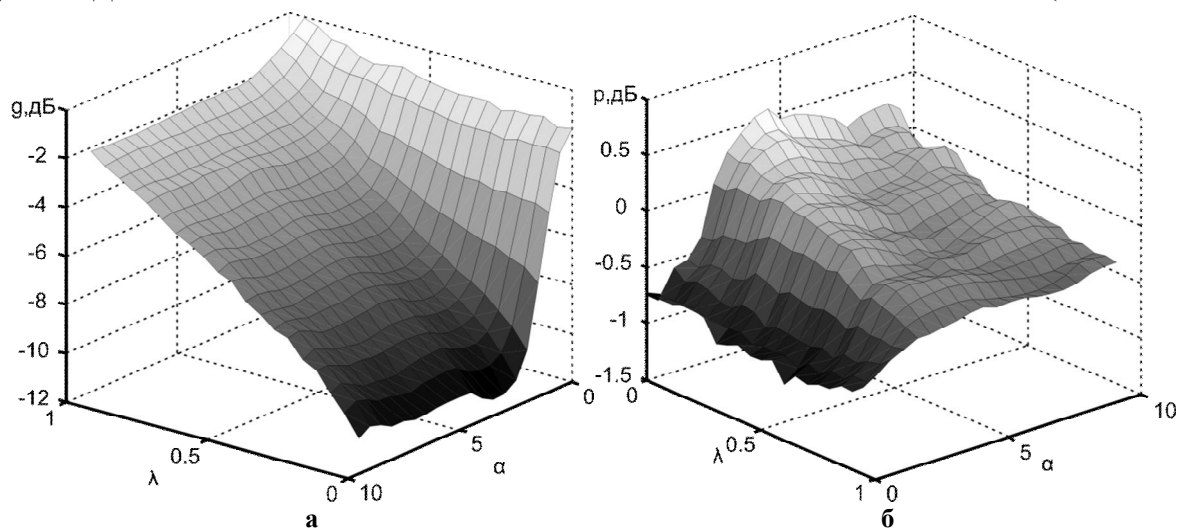


Рисунок 4 – Результаты моделирования разработанной процедуры в случае OQPSK-сигналов

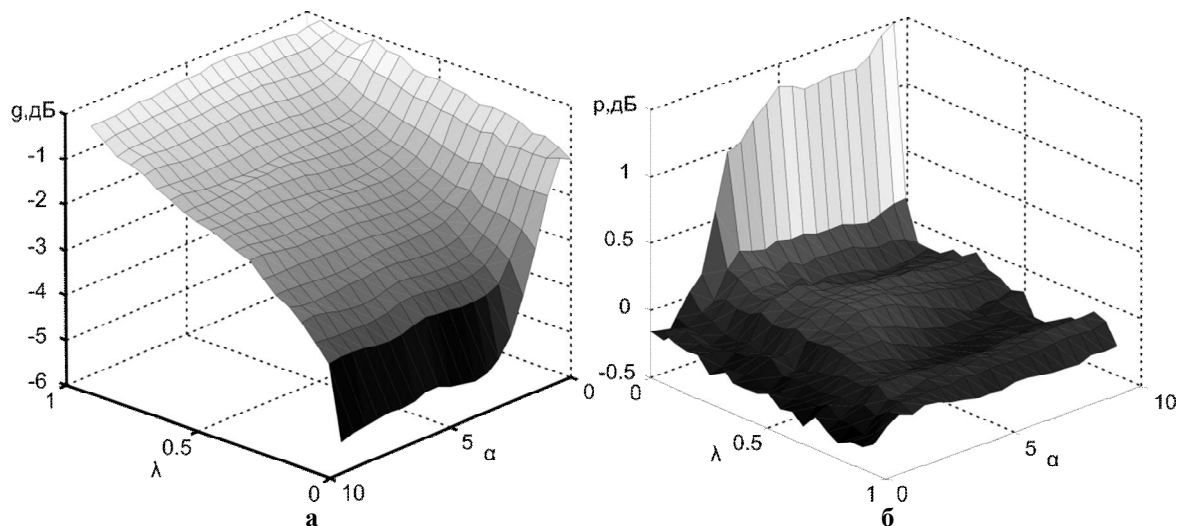


Рисунок 5 – Результаты моделирования разработанной процедуры в случае MSK-сигналов

Анализ рисунков 4,б и 5,б показывает увеличение уровня боковых выбросов АКФ расширяющей КП при достижении оптимумов в плане минимума величины g . Вариация коэффициента λ позволяет достичь выигрыша в сокращении уровня максимального бокового выброса АКФ на 0,5...1 дБ для OQPSK-сигналов. В случае MSK-сигналов выигрыш в плане величины p незначителен.

С учетом вышеизложенного на основе представленных на рисунках 4,а и 4,б зависимостей в таблицу 2 сведены точки, соответствующие рабочей характеристике, необходимой для определения оптимальных (в плане критериев качества g и p) значений коэффициентов λ и α в процедуре синтеза КП для OQPSK-сигналов.

Таблица 2

λ	α	g , дБ	p , дБ
0.00	3.0	-11.31	0.30
0.00	2.5	-10.94	0.05
0.00	2.0	-9.92	-0.38
0.00	1.5	-7.34	-0.54
0.05	1.5	-6.81	-0.57
0.20	1.0	-4.34	-0.70
0.25	1.0	-4.16	-0.72
0.40	1.0	-3.84	-0.75
0.40	0.5	-2.23	-0.87
0.60	0.0	-0.96	-1.02

Для определения оптимальных (по g и p) значений параметров, входящих в выражение (4), на основе данных таблицы 2 методом наименьших квадратов получены полиномиальные аппроксимации зависимостей $p(g)$, $\lambda(g)$, $\alpha(g)$ соответственно:

$$p(g) = 8.2 \cdot 10^{-3} g^2 + 8.3 \cdot 10^{-4} g - 0.9253, \quad (5a)$$

$$\lambda(g) = 7.4 \cdot 10^{-3} g^2 + 0.1497g + 0.7425, \quad (5б)$$

$$\alpha(g) = -0.2424g - 0.0993. \quad (5в)$$

Для оценки качества предложенных приближений проведено имитационное моделирование работы процедуры синтеза расширяющей КП для OQPSK-сигналов. Значение критерия качества g варьировалось в диапазоне $[0; -12]$ с шагом, равным 1. Значения коэффициентов λ и α вычислялись по формулам (5б) и (5в) соответственно. ПО моделировалась аналогично предыдущему опыту. Результаты моделирования представлены на рисунке 6. Здесь маркерами «х» отображено множество точек, соответствующих данным таблицы 2, пунктиром показана квадратичная аппроксимация согласно выражению (5а), сплошной линией представлена

зависимость $p(g)$, полученная в ходе имитационного моделирования.

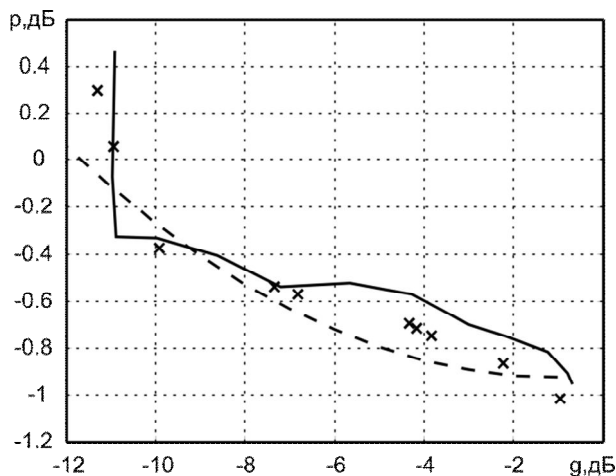


Рисунок 6 – Рабочая характеристика для OQPSK-сигналов

Анализ рисунка 6 показывает хорошее приближение аппроксимирующих выражений (5а), (5б) и (5в) к истинным зависимостям соответствующих величин, позволяющих использовать эти полиномы для оценки значений коэффициентов λ и α , необходимых для достижения требуемых уровней критериев качества g и p в процедуре синтеза КП для OQPSK-сигналов.

Ввиду малого значения возможного выигрыша в плане критерия p в случае MSK-сигналов учет максимального бокового выброса АКФ при синтезе КП нецелесообразен. В связи с чем для процедуры синтеза расширяющей КП MSK-сигналов в соответствии с данными рисунка 5,а следует выбирать $\lambda = 0$, $\alpha = 3.5$.

Заключение. Разработанная процедура синтеза расширяющих КП для OQPSK- и MSK-сигналов на основе модификации комбинированного критерия качества позволяет за счет адаптации к текущей ПО уменьшить мощность мешающего узкополосного воздействия на входе устройства принятия решения на 7...9 дБ для OQPSK и на 4...5 дБ для MSK. Применение разработанной процедуры в элементах беспроводных сетей систем промышленного управления позволит повысить устойчивость к помехам от других радиотехнических систем, что повысит надежность передачи информации и энергоэффективность.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы (контракт №П501 от 13 мая 2010 г.) при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки

молодых российских ученых МК-5000.2010.9 (договор №02.120.11.5000-МК).

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Бакке А.В., Бодров О.А. Многокритериальный синтез систем фазоманипулированных сигналов для асинхронных систем передачи информации // МНТС "Проблемы передачи и обработки информации в информационно-вычислительных сетях": Тез докл. - М. 1995. С.16-17.

2. Бакке А.В., Бодров О.А. Многокритериальный синтез систем сложных дискретных сигналов // ВНТК "XXI Гагаринские чтения": Тез докл. - М. 1995. Ч.5 С.65.

3. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной

полосой пропускания. - М.: Радио и связь, 1988. - 304 с.

4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.

5. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Кловского Д.Д. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.

6. Винокуров В.И., Гантмахер В.Е. Дискретнокодированные последовательности. - Ростов-на-Дону: Издательство Ростовского университета, 1990. - 288 с.

7. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. - М.: Сов. радио, 1970. - 375 с.

8. Васильев Ф.П. Методы решения экстремальных задач: учебное пособие. - М.: Наук. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. - 400 с.